ELETTRONICA

EDIZIONI RADIO ITALIANA - ANNO II - LUGLIO-AGOSTO 1953 - NUMERO 4 - L. 300

ELETTRONICA

Televisione Italiana

LUGLIO
AGOSTO 1953

DA PAGINA 173
A PAGINA 220

DIRETTORI:
EDOARDO CRISTOFARO
VITTORIO MALINVERNI

VICE DIRETTORE TECNICO:
GIUSEPPE DILDA

DIREZIONE E AMMINISTRAZIONE:
TORINO
VIA ARSENALE 21 - TELEF. 41.172

Concessionaria esclusiva della pubblicità:
COMPAGNIA INTERNAZIONALE PUBBLICITÀ PERIODICI (CIPP)
MILANO, VIA MERAVIGLI 11 - TEL. 808-350
TORINO, VIA POMBA 20 - TELEF. 45-816

Sommario:

Antenna ricevente per onda metrica, installata a Plateau Rosà, a circa 3500 metri sul livello del mare, per il posto ripetitore del ponte radio Torino-Aosta, descritto nel testo del presente fascicolo.

EDIZIONI RADIO ITALIANA

IL PRESENTE NUMERO DI "ELETTRONICA,,
COSTA IN ITALIA LIRE 300 (ARRETRATI LIRE 400) — I VERSAMENTI POSSONO ESSERE FATTI SUL CONTO CORRENTE POSTALE N 2/37800
ALL'ESTERO LIRE 500 (ARRETRATI LIRE 600)

ABBONAMENTO ANNUALE: IN ITALIA LIRE 1500 - ALL'ESTERO L. 2500
SPEDIZIONE IN ABBONAMENTO POSTALE - IV GRUPPO
REGISTRATO ALLA CANCELLERIA DEL TRIBUNALE C. P. DI TORINO AL N. 493 IN DATA 6-11-1951

LA MODERNA TEORIA DEI SEMICONDUTTORI

PROF. ANTONIO CARRELLI
Direttore dell'Istituto Fisico dell'Università di Napoli

SOMMARIO - Dopo aver esposti i concetti fondamentali della teoria elettronica classica dei metalli e le gravi difficoltà che essa incontra a confronto con i dati sperimentali, si mostra com'è diversa la concezione moderna della conduzione metallica, basata sulla teoria quantistica, e come questa concezione possa interpretare soddisfacentemente il comportamento dei metalli. Si passa infine, in base a questi risultati, all'esposizione della moderna teoria dei semiconduttori che, fra l'altro, permette una spiegazione abbastanza soddisfacente del comportamento di uno speciale dispositivo - il transistor - che viene efficacemente impiegato nella tecnica attuale come triodo.

1. La tecnica moderna fa largo uso di dispositivi quali per esempio i rettificatori ad ossido, e tali dispositivi, così importanti nella pratica per la semplicità del loro funzionamento, pongono ai Fisici problemi di difficile interpretazione. Recentemente nei laboratori Bell è stato realizzato un dispositivo detto *transistor,* il quale è essenzialmente un cilindretto di Ge, a cui sono connessi degli elettrodi in posizioni opportune, e tale *transistor* può funzionare quale triodo amplificatore. Anche questo dispositivo è molto importante; esso in sostanza, come i rettificatori ad ossido, sta a dimostrare che lo stato solido in genere, ed in particolare i semiconduttori, pongono problemi di complessa natura ai Fisici i quali devono pur dar ad essi una interpretazione capace d'inquadrare tale fenomenologia in quella già nota.

Tutti questi problemi sono connessi con le proprietà dei semiconduttori, ed evidentemente per poter penetrare il meccanismo di queste manifestazioni, per poter tentare di comprendere le proprietà intermedie fra conduttori ed isolanti possedute dai semiconduttori che si presentano così interessanti, si deve in primo luogo approfondire il problema della conduzione metallica.

Il fenomeno della conduzione metallica, ed in generale tutti i fenomeni presentati da quei corpi, i *metàlli* che hanno proprietà così caratteristiche, sono stati facilmente interpretati appena si è consolidata la teoria degli elettroni. Stabilito infatti dall'esperienza l'esistenza dei corpuscoli elettrici negativi, tutti uguali fra di loro, i metalli, essendo nettamente elettropositivi, furono considerati, fra i vari elementi chimici, quegli elementi che perdono facilmente una, due o tre, ecc. cariche negative, e cioè che hanno uno, due, tre, ecc. elettroni debolmente legati. Da questa interpretazione del comportamento chimico dei metalli è facile giungere all'interpretazione seguente dello stato metallico: quando si ha un reticolo metallico, e cioè per esempio atomi di Ag o di Cu formanti un reticolo regolare, gli elettroni più debolmente legati (ed in questo caso il loro numero non è di molto superiore all'unità) si liberano dagli atomi; quindi alla fine si ha un reticolo di atomi jonizzati e negli interstizi in uno stato di mobilità questi elettroni liberi. In tale schema si può addirittura parlare di un *gas elettronico* che si trova negli interstizi del reticolo jonico del metallo. Conseguenza di questa ammissione è la necessità di attribuire a questo insieme la proprietà dei gas, e cioè fra l'altro una pressione, una tendenza ad espandersi; ma alla superficie del metallo un doppio strato elettrico, e cioè una barriera di potenziale, impedisce la fuoriuscita degli elettroni.

Questa concezione dello stato metallico porta immediatamente ad una serie di conseguenze le quali permettono l'interpretazione di numerosi fenomeni fondamentali. In primo luogo, per la presenza di questi elettroni liberi, si comprende immediatamente la proprietà così caratteristica dei metalli: la *conducibilità elettrica.* Infatti se ai due estremi di una sbarra metallica è applicata una differenza di potenziale è evidente che gli elettroni liberi che si trovano in esso si muoveranno dal punto a potenziale più basso al punto a potenziale più alto, e nei loro movimenti urteranno gli joni del reticolo. Per effetto di questi urti l'energia da loro acquistata per il moto sotto l'azione delle forze del campo, sarà ceduta al reticolo il quale aumenterà l'ampiezza delle sue oscillazioni. Ecco dunque che si spiega immediatamente la conducibilità, ed inoltre si vede che il moto delle cariche nel conduttore è necessariamente connesso con il riscaldamento del corpo (*effetto Joule*).

Si comprende ancora che se si pongono a contatto due metalli diversi, i quali hanno un diverso numero di elettroni liberi per cm^3, tenuto conto del fatto che questi elettroni si comportano più o meno come particelle di una massa gassosa, sulla parete di contatto si ha una differenza di pressione che tende evidentemente ad annullarsi; quindi un certo numero di elettroni che si trovano nel metallo dove esercitano una maggiore pressione, passa all'altro metallo, lasciando così una carica positiva da una parte e creando nell'altro metallo una carica negativa, in altre parole fra due metalli a contatto si deve generare una differenza di potenziale (*effetto Volta*).

Bisogna sempre tener conto del fatto che il reticolo è limitato all'esterno da un doppio strato, e cioè gli elettroni sono trattenuti nell'interno del reticolo da forze d'attrazione elettrostatiche, e quindi per portare un elettrone dall'interno del metallo all'esterno bisogna compiere un certo lavoro perchè essi sono trattenuti dalla presenza di questo doppio strato. Quando aumenta la temperatura del metallo, aumenta l'energia cinetica media degli elettroni, come anche quella media d'oscillazione degli joni che formano il reticolo; aumentando dunque la temperatura di un metallo aumenta la tendenza da parte degli elettroni di venir fuori dal reticolo per un processo di evaporazione. Partendo da questa concezione si può facilmente dimostrare qual è la legge di variazione del numero di elettroni che si liberano dal metallo con l'aumento della temperatura, per unità di tempo e di superficie, e si può in tal modo dare spiegazione molto soddisfacente delle leggi dell'effetto Richardson.

2. Ancora numerosi altri effetti caratteristici dei metalli possono essere spiegati con questa teoria intuitiva, ma essa presenta anche gravi difficoltà, le quali possono essere superate solo con l'intervento della teoria quantistica. Infatti ammettendo che nel reticolo di un metallo vi sia un gas elettronico, questo gas deve dare necessariamente il suo contributo al calore specifico del metallo, ma l'esperienza dimostra invece che i metalli hanno un calore specifico il quale è tale da soddisfare la legge di Dulong e Petit sui calori atomici, così come essa è soddisfatta per le sostanze semplici solide isolanti: dunque questo gas elettronico dal punto di vista termico è come non esistente. Questa gravissima difficoltà è stata superata quando al gas elettronico è stata applicata la statistica di Fermi,

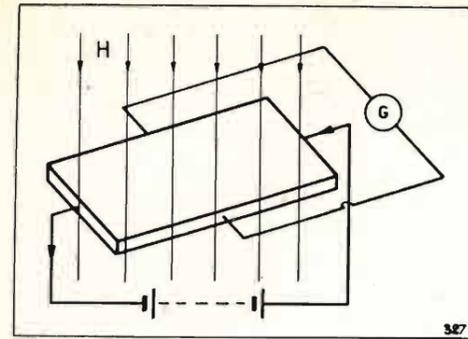



Fig. 1. — Dispositivo dell'effetto Hall.

teoria eminentemente quantistica, la quale si basa su di un principio, il principio di Pauli, del quale tra poco ci si dovrà occupare più particolarmente. Questa teoria di Fermi permette di affermare che il gas elettronico in un metallo si trova in uno *stato di degenerazione,* e cioè praticamente anche a temperature di qualche centinaio di gradi non dà alcun contributo al calore specifico del metallo; solo a bassissima temperatura, quando il calore specifico del reticolo jonico praticamente è nullo, può mettersi in evidenza la presenza di un calore specifico elettronico.

Ma un'altra difficoltà ben più grave si presenta per questa teoria, diremo classica, dei metalli: se una lamina metallica è disposta come in figura 1 in un campo magnetico, ed è percorsa da corrente elettrica e cioè gli elettroni, per quello che è stato finora detto, si muovono lungo la lamina, essi devono subire nel loro moto una forza deviatrice da parte del campo magnetico, forza deviatrice che porta ad una concentrazione di elettroni su uno dei bordi; in altre parole quando la lamina metallica percorsa da corrente è posta in campo magnetico deve presentare ai suoi due lati una differenza di potenziale, e dato che il moto dell'elettricità è collegato col moto degli elettroni questa differenza di potenziale deve avere un segno ben definito; si può facilmente dimostrare inoltre, in base alla teoria classica, che questa differenza di potenziale risulta proporzionale all'intensità della corrente, all'intensità del campo H, con una costante di proporzionalità dipendente dalla natura del metallo, e precisamente questa costante deve risultare inversamente proporzionale al numero di elettroni liberi per unità di volume; dunque in un certo modo essa risulta connessa con la conducibilità, e ciò significa che conosciuta la conducibilità del metallo in esame si ha la possibilità della previsione del valore di questa costante. L'esperienza conferma per certi lati le previsioni, e cioè conferma l'esistenza dell'effetto (detto *effetto Hall*) e la sua dipendenza da molti parametri secondo quanto è stato sopra riportato, ma dà pure risultati che non possono accordarsi con la teoria suesposta.

Infatti nell'effetto Hall il segno della differenza di potenziale che si presenta ai bordi della lamina in dipendenza del senso della corrente e del campo magnetico non può essere dubbio, dato che le cariche in moto sono negative, e cioè elettroni; ma si trova sperimentalmente che vi sono metalli i quali hanno effetto Hall col giusto segno, e metalli con effetto Hall di segno opposto, quasi che in essi il moto sia dipendente dalle cariche positive. D'altra parte, anche per quanto si riferisce al valore assoluto della costante di Hall si hanno sperimentalmente risultati che non tutti s'inquadrano con la teoria. Ciò sta a dimostrare, ed altre manifestazioni sperimentali confermano questo punto di vista, che la teoria estremamente semplice la quale suppone la presenza di un gas elettronico nell'interno di un metallo non può assolutamente accettarsi. Bisogna ancora aggiungere che con questa teoria elettronica era molto difficile cercare un'interpretazione dei fenomeni presentati dai semiconduttori.

3. La teoria dei metalli attualmente accettata parte essenzialmente dalle posizioni fondamentali della teoria quantistica. Vediamo quindi il concetto informatore di tale teoria; per semplicità si consideri un atomo isolato, e quindi non perturbato dai campi che possono essere prodotti dalle cariche di un altro atomo; in questo atomo isolato, formato da un certo numero di cariche negative ruotanti intorno ad un nucleo centrale, la teoria prevede, e l'esperienza pienamente conferma, l'esistenza di stati energetici stazionari (fig. 2); considerando particolarmente un elettrone,

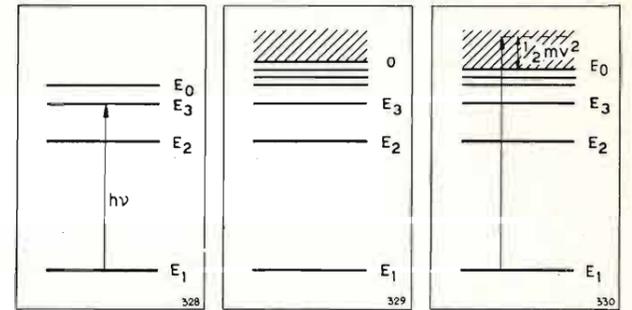



Fig. 2. — Stati discontinui di un atomo. Fig. 3. — Stati discontinui e banda di continuo. Fig. 4. — Emissione di un elettrone nel continuo.

l'energia che può avere questo elettrone assume solo certi valori E_1, E_2, .. E_3 .... negativi (*energia di legame*); per portare questo elettrone che supponiamo uno dei meno fortemente legati, e che quindi più facilmente può eccitarsi (*elettrone ottico*) dal livello E_1 per esempio al livello E_2 bisogna somministrare all'atomo questa energia $E_2 - E_1$, e ciò o sotto forma d'onda di frequenza ν (in modo che sia soddisfatta la condizione $E_2 - E_1 = h\nu$) oppure facendo urtare l'atomo con una particella di massa M e velocità v ed allora la perdita di energia cinetica per effetto dell'urto viene utilizzata per portare l'elettrone dell'atomo dal livello E_1 al livello E_2 (*urto anelastico*). Questi livelli energetici ora considerati sono quelli relativi all'elettrone ottico, e cioè ad un elettrone periferico, meno fortemente legato all'atomo, e terminano con una zona continua nella parte positiva dei valori energetici (fig. 3); infatti considerando l'elettrone che ha acquistato l'energia E_0, esso non è più legato all'atomo ed ha energia nulla; ora per effetto di una radiazione di frequenza ν_1 ancora maggiore della frequenza ν_0 per la quale s'è verificata la relazione $h\nu_0 = E_0 - E_1$, si ha $h\nu_1 = E - E_1$ con $E > E_0$, e quindi l'elettrone sotto l'azione di questa radiazione di frequenza ν_1 acquista un'energia che è maggiore dell'energia E_0 che rappresenta il valore nullo dell'energia. Dunque l'elettrone ha acquistato energia cinetica (fig. 4), e non è più vincolato all'atomo. Poichè ν_1 può variare con continuità l'energia cinetica che acquista l'elettrone può assumere tutti i valori possibili, ed ecco appunto la comparsa di uno spettro continuo di livelli energetici, che è la prosecuzione dei vari stati energetici discontinui, nei quali l'elettrone, invece di essere libero, è legato all'atomo.

Le stesse considerazioni possono farsi relativamente agli elettroni che si trovano negli strati più interni: essi, per azione di onde elettromagnetiche di frequenza opportuna, possono essere portati alla periferia dell'atomo, e l'atomo conseguentemente si jonizza; si produce così un vuoto nello strato interno, e cioè nelle orbite che sono più vicine al nucleo, e questo vuoto può essere colmato da un elettrone che proviene dagli

strati superiori; le radiazioni emesse in queste condizioni sono le righe della zona X. Questi strati più interni, che vengono individuati con le lettere K, L, M, ..., sono evidentemente protetti dalle azioni perturbatrici dei campi elettrici esterni; i livelli interni mantengono dunque sempre la stessa posizione anche quando l'atomo non è più isolato, come abbiamo considerato finora, e cioè anche se l'atomo fa parte di un corpo solido o di un composto chimico. I livelli interni, e quindi le righe X, sono dunque caratteristiche dell'atomo ed hanno sempre stessi valori per le frequenze, qualunque sia il legame chimico dell'atomo.

Quando un atomo è poi colpito da radiazioni X, ed è in condizioni normali, cioè allo stato neutro con tutte le orbite occupate, le radiazioni X di frequenze che corrispondono ad una differenza di livelli interni non possono essere assorbite (fig. 5), perchè queste

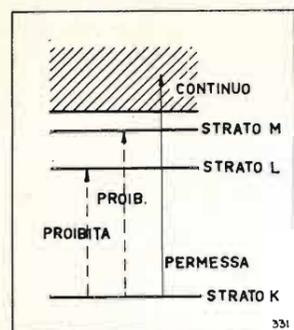



Fig. 5. — Schema dell'emissione dei raggi X.

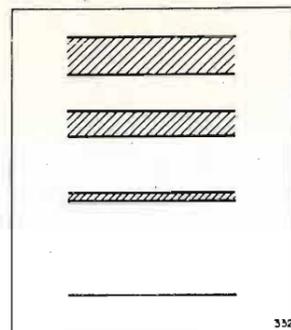



Fig. 6. — Le bande nei cristalli.

sono occupate dagli elettroni, e quindi un elettrone da uno strato più interno non può trovare posto in uno strato più esterno; l'assorbimento nella zona X può avvenire solo quando la frequenza usata corrisponde ad un salto quantico che porta l'elettrone da un'orbita interna alla zona del continuo, lasciando così l'atomo jonizzato; dunque l'assorbimento nel campo dei raggi X si presenta con zone continue, è un assorbimento di bande, e compare per valori delle frequenze che sono superiori a quelle che corrispondono ai valori relativi ai salti dalle varie orbite fino al continuo.

I livelli energetici più esterni degli atomi, come è stato detto, sono invece perturbati dalle vicinanze degli altri. Naturalmente lo studio di queste perturbazioni può attuarsi soltanto con i metodi della teoria quantistica; procedendo schematicamente si consideri un elettrone di un sistema che è sotto l'influenza delle forze di questo sistema, ed un altro elettrone che si trovi sotto l'influenza delle forze di un altro sistema; quando questi due sistemi si avvicinano il primo elettrone risente l'azione dell'altro sistema e viceversa, inoltre i due elettroni interagiscono fra di loro. Il calcolo di queste perturbazioni porta alle seguenti conclusioni: un livello energetico, per azione di questa interazione, si suddivide in due livelli distinti, e la distanza fra di essi (cioè la differenza energetica fra di essi) è tanto maggiore quanto più intensa è l'interazione.

Stabilito questo risultato fondamentale, relativo a quanto avviene avvicinando due atomi, si deve ora passare a considerare ciò che avviene quando, in luogo di due atomi, si ha un assieme di atomi che interagiscono fra di loro, e cioè un assieme di atomi che vengono quasi a contatto, e per non rendere il problema estremamente difficile supponiamo che questi atomi vengano vicini fra di loro, ma disposti in posizioni regolari, e cioè costituiscano un reticolo; la teoria quantistica quando in questo sistema di N atomi (per N si ritiene evidentemente numero grandissimo e cioè dell'ordine di 10^{10}, 10^{20}...) si considera un elettrone che originariamente, prima dell'avvicinamento degli N atomi, faceva parte di un atomo particolare, stabilisce che questo elettrone nel reticolo non è più specificatamente connesso con l'atomo precedentemente considerato, ma fa anche parte, e cioè subisce anche l'azione degli N-1 atomi rimanenti; tale risultato porta alla conclusione, in relazione con quanto è stato detto precedentemente, che un livello energetico originario nel reticolo è suddiviso in N livelli. Riferendoci ad elettroni non fortemente legati, praticamente dato l'elevatissimo valore di questo numero N si genera un numero così fitto di livelli che questo insieme può considerare praticamente quale una banda energetica continua piuttosto larga, e naturalmente tanto più larga quanto minore è l'energia del legame dell'elettrone considerato; dunque i livelli più esterni si trasformano nel cristallo in bande sempre più larghe man mano, che essi sono più elevati (fig. 6), e bisogna sempre ricordare che ognuna di queste bande è la fusione di N livelli distinti.

La teoria della struttura atomica permette di affermare che il livello energetico di un atomo è individuato da un certo numero di numeri quantici; più particolarmente si può dimostrare che un livello è perfettamente individuato dal punto di vista meccanico quando è individuata l'orbita corrispondente. Il problema che si tratta è essenzialmente un problema relativo alla teoria quantistica, e cioè ad una teoria eminentemente discontinua; per individuare un'orbita bisogna dare quattro condizioni e queste quattro condizioni si traducono in ultima analisi in numeri quantici, sono cioè i quattro numeri quantici che permettono d'individuare in modo completo l'orbita considerata. Ora da tutto lo studio del comportamento spettroscopico dei vari atomi il Pauli è giunto alla formulazione di un principio fondamentale, detto appunto *principio di Pauli*. Esso non è una conseguenza della teoria quantistica, rappresenta un enunciato a sè stante, non deducibile dai postulati noti, è sempre operante, tale da non ammettere eccezione in tutti i casi nei quali si considerano elettroni da distribuire su diversi stati quantici. Questo principio afferma che quando in un sistema v'è un elettrone per il quale i quattro numeri quantici hanno certi particolari valori n_1, n_2, n_3 e n_4, non vi può essere nel sistema alcun altro elettrone che può occupare la stessa orbita e cioè che possa avere gli stessi quattro numeri quantici. A questo principio si può ben giustamente dare il nome di *principio d'esclusione*, nel senso che la presenza di un elettrone in un'orbita perfettamente individuata dai suoi quattro numeri *esclude* la presenza di un altro elettrone sulla stessa orbita. Dei quattro numeri quantici tre numeri sono da considerarsi come atti ad individuare l'orbita dal punto di vista meccanico, mentre il quarto numero quantico serve ad individuare la posizione del momento magnetico dell'elettrone; poichè per effetto della quantizzazione il momento magnetico della carica elementare può assumere solo due valori, e cioè quello relativo alla posizione parallela, e quello relativo alla posizione antiparallela rispetto alle linee del campo magnetico, questo quarto numero quantico può assumere dunque solo due valori distinti. Un'orbita che è perfettamente individuata meccanicamente da tre numeri quantici può essere occupata soltanto da due elettroni i quali poi si differenziano fra di loro per la diversa orientazione del momento magnetico.

Premesse queste considerazioni assolutamente generali della teoria quantistica, e che evidentemente si applica in tutti i sistemi, si ritorni ora alla descrizione degli stati energetici di un assieme di atomi con un certo numero di elettroni di valenza, e che formano un reticolo. I livelli, specie quelli più esterni, come si è detto, vengono allargati: consideriamo il livello più esterno; questo si trasforma in una banda, questa banda, per quello che si è detto precedentemente, tenuto conto del momento magnetico dell'elettrone, può contenere al massimo $2N$ elettroni; quando ha raggiunto tale numero la banda è *completamente occupata*.

Nell'esposizione precedente si è parlato ancora di un aspetto essenziale della teoria quantistica, e cioè che gli elettroni periferici degli N atomi che formano un reticolo non possono più attribuirsi ad ogni singolo atomo, ma sono appartenenti per così dire a tutto l'assieme; si pone ora il problema di ricercare in quale modo sono distribuiti questi elettroni periferici su tutte le bande; esisterà cioè una distribuzione di elettroni nella banda; la teoria è in grado di prevedere quale dev'essere questa distribuzione di elettroni nel caso che la banda sia tutta occupata: essa è data dalla figura 7. In questo caso dunque noi consideriamo un reticolo nel quale gli elettroni periferici degli N atomi formanti il reticolo occupano completamente la banda più esterna. Se noi ora applichiamo un campo elettrico a questo cristallo e ci domandiamo se vi può essere moto di elettroni per azione di questo campo, e quindi una corrente elettrica, è evidente che se ci fosse moto in un'unica direzione per azione del campo elettrico vi sarebbe aumento dell'energia degli elettroni, e quindi uno spostamento dei loro livelli energetici, ma si è partiti dall'ipotesi che tutta la banda sia occupata, dunque questo moto, e cioè questo processo di conduzione elettrica, può realizzarsi solo se gli elettroni per questo acquisto d'energia passano dalla banda tutta occupata ad una banda superiore completamente o parzialmente libera. Si conclude che un campo elettrico d'intensità non molto elevata non produce alcun moto di cariche, e cioè il cristallo, che ha un numero di elettroni periferici per cui essi occupano tutte le bande, è necessariamente un isolante.

Se il campo elettrico applicato raggiunge un valore molto elevato si può ottenere che alcuni elettroni acquistano una energia tale da permettere il passaggio in una banda superiore non occupata. In tal caso, e cioè per i campi elettrici molto intensi, l'isolante perde la sua qualità, e può essere in grado di condurre la corrente elettrica.

Passiamo ora al caso dei metalli e consideriamo quello di un metallo alcalino; il numero di elettroni periferici in questo caso è N, mentre come abbiamo già visto il numero di elettroni che possano occupare l'ultima banda è $2N$, dunque solo metà della banda è occupata. Mentre per un corpo che ha due elettroni periferici è presumibile che tutta la banda sia occupata, nel caso dei metalli alcalini l'occupazione si limita alla metà. Poichè non tutti i livelli della banda hanno la stessa probabilità ad essere occupati, vi sarà una certa probabilità dell'occupazione delle varie zone della banda, ed in base a considerazioni

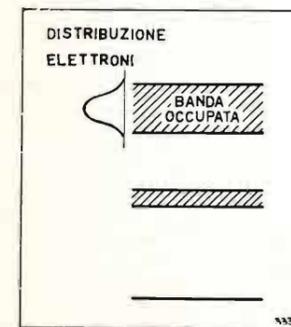



Fig. 7. - Distribuzione elettronica nelle bande tutte occupate.

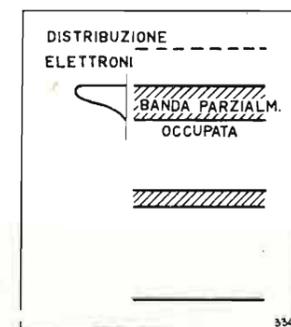



Fig. 8. — Distribuzione elettronica nelle bande non tutte occupate.

che qui per brevità si omettono essa può dirsi data dalla figura 8. Per i metalli alcalini dunque, che non hanno tutta la banda occupata, un campo elettrico può portare elettroni in un livello più elevato, può dunque essere incrementata la loro velocità, il che si traduce poi nel fatto che gli elettroni possono muoversi in una direzione unica e quindi essi possono presentare una conduzione elettrica.

Passando poi ai metalli alcalini-terrosi, che hanno due elettroni periferici, e poi agli altri metalli con tre o più elettroni periferici, si può ritenere in un primo momento che per queste sostanze le bande sono tutte occupate e quindi esse dovrebbero risultare tutte isolanti, ma vi è anche qualche altra possibilità: infatti le bande generate da livelli elettronici che sono molto prossime negli atomi isolati possono, per effetto della perturbazione, sovrapporsi anche solo parzialmente, generando così le condizioni riportate in figura 9. Evidentemente in queste condizioni si ven-

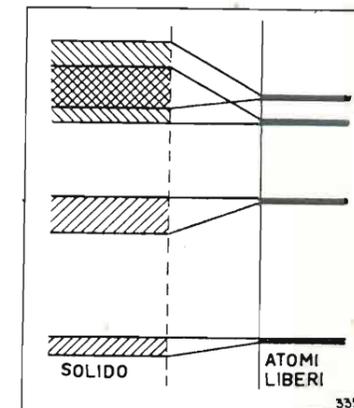



Fig. 9. — Le bande sovrapposte nei cristalli di metallo.

gono ad avere a disposizione i livelli delle due bande, e cioè un numero di livelli superiore al numero degli elettroni disponibili, quindi per effetto della sovrapposizione non tutta la banda è occupata, e si hanno in tal modo nuovamente le condizioni perchè la sostanza non sia un isolante, ma presenti una certa conducibilità, e questa conducibilità può essere evidentemente anche notevole.

Questo modo completamente nuovo di considerare la condizione metallica, come si è visto, è fondamentalmente diverso da quello suggerito dalla teoria classica; tale interpretazione è una diretta immediata conseguenza della teoria quantistica, ed è molto importante il fatto che è stato possibile avere di essa una conferma diretta.

Infatti quando un metallo emette una riga nel campo delle radiazioni X questa emissione è dipendente dal salto di un elettrone, che si trova in una delle orbite più esterne, in un'orbita più interna, priva per effetto di un processo di jonizzazione di un elettrone.

Quando il salto avviene fra una delle orbite più esterne e l'orbita più vicina al nucleo si hanno le righe della serie K. In particolare in questa serie la riga è condizionata dal salto di un elettrone dall'orbita di conduzione all'orbita più interna. Ora la larghezza del livello più interno, che è protetto dall'azione perturbatrice, è praticamente trascurabile, quindi la larghezza di questa riga K è essenzialmente dipendente dalla distribuzione degli elettroni nella banda di conduzione. L'analisi della distribuzione dell'intensità di questa riga relativamente ad un metallo alcalino ha portato al risultato riprodotto in figura 10, dalla quale chiaramente si vede che solo una metà della banda di conduzione è occupata dagli elettroni.

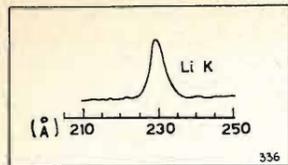



Fig. 10. — Distribuzione dell'intensità nelle righe K del metallo alcalino.

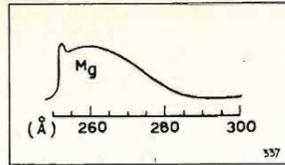



Fig. 11. — Distribuzione dell'intensità nelle righe K del metallo alcalino terroso.

Quando si passa da un metallo alcalino ad un metallo alcalino-terroso, per il quale, come si è detto, s'interpreta la conducibilità come effetto dipendente da un processo di sovrapposizione delle bande, la distribuzione dell'intensità deve risentire questa complessità: infatti nel caso del Mg la riga si presenta come in figura 11, dalla quale è ben chiaramente visibile il processo di sovrapposizione delle bande. Si hanno dunque prove molto convincenti su di un punto fondamentale della conduzione metallica. Ma questa nuova teoria è in grado di spiegare in modo soddisfacente anche le altre manifestazioni presentate dai metalli, ed in particolare può dare spiegazione del segno positivo o negativo presentato dall'effetto Hall.

4. L'interesse che presenta per noi questa teoria è dipendente dal fatto che essa dà modo d'inquadrare anche i problemi dei semiconduttori. Infatti quando si parla di tali sostanze s'immagina che le condizioni siano diverse dagli isolanti solo in questo punto: che la prima banda libera (e cioè non occupata da elettroni) è molto vicina ad una banda completamente occupata. Un piccolo aumento di temperatura può dunque dare agli elettroni quella poca energia necessaria perchè alcuni di essi passino dalla banda occupata alla libera. Di qui deriva il caratteristico comportamento del semiconduttore; gli elettroni che sono passati nella banda libera, dato che non sono numerosi, e quindi non la occupano totalmente, si comportano tutti come elettroni di conduzione, e poichè questi elettroni sono in numero tanto maggiore quanto maggiore è l'aumento di temperatura, la caratteristica dei semiconduttori è data dal fatto che la conducibilità aumenta con la temperatura. La teoria può anche specificare maggiormente il comportamento, e stabilisce che indicando con W il dislivello energetico fra le due bande, con k la costante di Boltzman, con T la temperatura, con A una costante e con ρ la resistività, si ha che questa resistività è data da

$$\rho = A e^{\frac{W}{kT}}.$$

Se ci si riferisce in particolare al Si e si considerano campioni di diversa purezza le curve della resistività sono quelle riportate in figura 12; come vedesi in primo luogo bisogna osservare che da un certo valore della temperatura in poi l'andamento è perfettamente in accordo con quanto si può prevedere dalla teoria, e cioè $\lg\rho$ è una funzione lineare di $1/T$. Bisogna ancora notare che i vari campioni di silicio con impurezze crescenti a parità di temperatura presentano conducibilità maggiore. Questo risultato, che collega il valore della conducibilità con la purezza, è molto importante perchè sta a dimostrare come la presenza di altri atomi in un reticolo possa produrre una modifica nel processo di conduzione, e tale modifica è molto importante perchè permette l'interpretazione del comportamento caratteristico dei semiconduttori.

Infatti supponiamo che un livello energetico degli atomi presenti come impurezze sia un poco al di sotto di una banda vuota del corpo in cui essa si trova; è evidente allora che, data la piccolissima

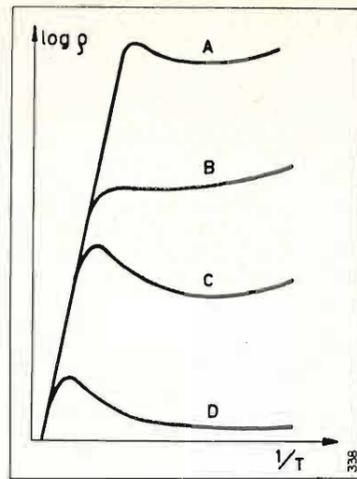



Fig. 12. — La resistività di un semiconduttore in funzione di $1/T$.

quantità di energia necessaria per portare l'elettrone dell'impurità nella banda vuota, la presenza di essa porta elettroni in tale banda e genera nel reticolo atomi d'impurità jonizzati (fig. 13), ma in tal

Fig. 13. — Semiconduttore di tipo n.

Fig. 14. — Il semiconduttore di tipo p.

modo il sistema acquista una conducibilità elettrica: infatti gli elettroni che sono giunti nella banda vuota possono acquistare energia cinetica per azione di un campo elettrico. Gli elettroni, come si è detto, sono stati dati dagli atomi delle impurità, che per tale ragione sono detti *datori*; la conducibilità così generata è essenzialmente dipendente dagli elettroni negativi, liberati dalle impurità e per tale ragione il semiconduttore è detto semiconduttore di tipo n.

Si può ancora immaginare un comportamento dovuto ad impurezze ma diverso da quello ora descritto: supponiamo infatti che gli atomi estranei ed inclusi come impurezze nel reticolo abbiano un livello energetico molto vicino ma di poco superiore a quello di una banda completamente occupata nel metallo semiconduttore. Si può allora immaginare che avvenga un processo opposto al processo descritto precedentemente, e cioè ora è il reticolo che dà un elettrone all'impurità; questa è allora un *ricettore;* nella banda che prima era completamente occupata si presentano per la presenza delle impurità delle deficienze di elettroni, dei buchi di elettricità negativa, e cioè delle cariche positive (fig. 14). L'elettrone che dalla banda occupata è passato all'atomo dell'impurezze rimane ivi ancorato; il vuoto invece può essere colmato da un elettrone del reticolo; in tal modo si sposta il vuoto, e cioè la carica positiva, e la conducibilità è prodotta in questo caso dallo spostamento di una carica positiva. Questo semiconduttore che conduce per uno spostamento nel reticolo di un *buco* positivo, è detto semiconduttore di tipo p. Si hanno in

pratica semiconduttori dei due tipi: per esempio il Ge ha quattro elettroni di valenza, se in un reticolo di Ge sono immersi atomi di As che ha cinque elettroni periferici, il quinto elettrone dell'As può facilmente distaccarsi, passare alla banda di conduzione del sistema formato dal reticolo di Ge e cioè diventare elettrone di conduzione; il Ge con impurezze di As è quindi il semiconduttore di tipo n. Se si considera invece un reticolo Si il quale è anche dotato di quattro elettroni di valenza ed in questo reticolo si pongono come impurità atomi di B trivalente, il B prende un elettrone dal Si, il quale rimane elettrizzato positivamente. Questo elettrone che manca da un atomo di Si può essere dato da altri atomi di Si a questo vicini; si ha quindi migrazione di cariche positive nel reticolo del Si; e tale semiconduttore a differenza di quello precedente è di tipo p.

Questi processi che, come si è visto, compaiono nei reticoli dei semiconduttori sono ancora influenzati dalla presenza del processo di conduzione del semiconduttore per effetto termico: si conclude dunque che in un semiconduttore la conduzione è dovuta alle impurità, come anche alla presenza di bande non occupate, e quindi le impurità, la cui azione può ritenersi praticamente indipendente dalla temperatura, fan sentire sempre meno la loro influenza man mano che aumenta la temperatura come effettivamente si riscontra nelle curve sperimentali relative al Si riportate in figura 12. Un punto è molto significativo per quello che noi ora abbiamo detto: la conducibilità del semiconduttore è diversa nei due casi, e questa differenza della conducibilità, che può essere del tipo p e di tipo n, è stata messa in evidenza in modo molto convincente con lo studio dell'effetto Hall, che in un caso ha il segno corrispondente al moto di cariche negative e nell'altro caso al moto di cariche positive.

La proprietà più importante dei semiconduttori per le applicazioni è la loro *proprietà rettificatrice:* com'è ben noto se il semiconduttore mediante un contatto molto largo e quindi di resistenza trascurabile è posto in connessione con una lamina conduttrice, mentre l'altro contatto metallico non è molto esteso, si osserva in queste condizioni che la conducibilità in un senso è molto diversa da quello in senso opposto, di qui il carattere rettificante di tale assieme. La spiegazione che può darsi di questo particolare comportamento è in diretta relazione con quanto è stato detto precedentemente ed il concetto fondamentale che domina questa interpretazione è il seguente: gli atomi delle impurezze si trovano anche nelle immediate vicinanze della superficie di contatto e possono quivi far sentire la loro presenza. Dunque se si considerano il metallo ed il semiconduttore in un primo momento separati, ed il potenziale del metallo è $-\Phi$ e quello del semiconduttore $-\chi$, si hanno le condizioni della figura 15 a sinistra. Poichè si suppone che il semiconduttore A abbia dei *datori*, ed i livelli datori d nel caso considerato sono più alti del massimo livello del metallo, ponendo metallo e semiconduttore a contatto si ha passaggio di elettroni dal semiconduttore al metallo, fino a che non si stabiliscono condizioni di equilibrio; in tali condizioni nello strato limite del semiconduttore è rimasta una carica spaziale positiva, ed uno strato negativo si è formato dalla parte del metallo.

Realizzate dunque le condizioni della figura 15 a destra si possono comprendere le proprietà rettificatrici assunte dalla superficie di contatto. Infatti, come già si è detto, la resistenza più elevata si suppone proprio nella zona che è riportata schematicamente in figura 15, e se si dà un potenziale positivo al semiconduttore le condizioni diventano quelle della figura 16, e cioè il gradino di potenziale resta attenuato; e mentre gli elettroni che nelle condizioni prece-

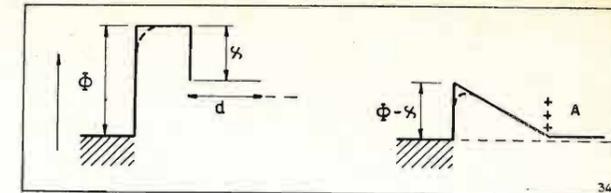



Fig. 15. — Il contatto fra metallo e semiconduttore.

denti potevano superare il gradino di potenziale $\Phi - \chi$ dovevano avere un'energia cinetica superiore a $e(\Phi - \chi)$, nelle condizioni della figura 16 l'energia cinetica necessaria è più piccola quindi il numero degli elettroni è aumentato.

Se invece il potenziale del semiconduttore si abbassa si hanno le condizioni della figura 17, il gradino

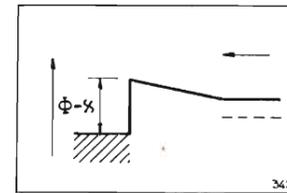



Fig. 16. — L'azione del semiconduttore per un valore del campo.

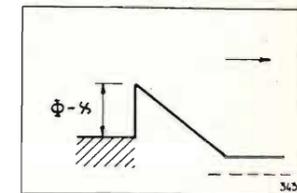



Fig. 17. — L'azione del semiconduttore per un valore del campo opposto.

di potenziale si è così accentuato, e conseguentemente il numero di elettroni che può passare dal semiconduttore al metallo in queste condizioni è diminuito.

Dunque la resistenza del contatto è diversa a seconda del senso del campo elettrico, e conseguentemente il contatto metallo-conduttore ha proprietà rettificatrici.

Quanto è stato ora detto ha un valore schematico, ed è evidentemente relativo ad un semiconduttore di un tipo; ma si ha anche il semiconduttore di tipo diverso, nel quale non si hanno livelli *datori*, ma livelli *ricettori*, in questo caso le condizioni vengono ad essere in certo modo opposte a quelle considerate precedentemente, ma analogamente si ha la possibilità di un processo di rettificazione nella zona di contatto imperfetto, e cioè nella zona dove praticamente è localizzata tutta la resistenza.

5. Una moderna applicazione della teoria dei semiconduttori si ha nell'interpretazione del *transistor*, e cioè di un dispositivo a cristallo che si comporta come triodo amplificatore, come anche quale triodo di potenza. Il transistor è un cristallo di Ge, il quale generalmente da un lato ha con un conduttore un contatto esteso e dalla parte opposta ha due contatti puntiformi realizzati con punte di piccolissima estensione, e che si trovano vicinissime fra di loro. Uno di questi contatti è a potenziale positivo non molto elevato e costante, a cui si aggiunge il potenziale variabile che si vuole amplificare; l'altro ha un potenziale negativo abbastanza elevato (fig. 18). L'elettrodo a sinistra, che è a potenziale positivo, ha la proprietà *d'assorbire elettroni* dal Ge, e conse-

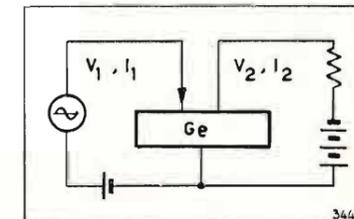



Fig. 18. — Il modello del transistor.

guentemente nelle vicinanze di questo elettrodo vengono a formarsi nel reticolo di Ge dei *vuoti*, e quindi il cristallo in quel punto si comporta come un semiconduttore positivo: dunque nelle vicinanze dell'elettrodo positivo vengono a crearsi delle cariche elettriche positive, e per tale ragione questo elettrodo è detto *emettitore*; come si è detto questo effetto è dipendente dalla presenza del campo elettrico prodotto dall'elettrodo positivo. Per l'azione poi del campo elettrico generato dall'altro elettrodo, che si trova a potenziale negativo e molto elevato, questi vuoti, cioè questi joni positivi, migrano nel cristallo verso l'elettrodo negativo per effetto di scambio di cariche fra atomi vicini. E nella zona di questo contatto negativo avviene una modifica di condizioni, modifica che dà al sistema le proprietà amplificatrici; ed infatti quando questi vuoti, e cioè queste cariche elettriche positive, giungono al contatto positivo, producono all'elettrodo, che è detto *collettore*, in modo analogo a quanto abbiamo descritto in figura 16, una diminuzione della barriera di potenziale esistente fra il metallo ed il cristallo, questa diminuzione della barriera corrisponde ad una diminuzione notevole della resistenza elettrica nel contatto, e quindi gli elettroni che prima dell'arrivo dei vuoti passano in un certo numero dal cristallo al conduttore, dopo tale arrivo aumentano notevolmente; ciò porta ad un'amplificazione della variazione di potenziale che è impressa all'elettrodo positivo, e cioè all'emettitore. Indicando con I_1, V_1 e I_2, V_2 tensione e corrente dei due circuiti secondo quanto è riportato in figura 18, si possono tracciare le curve relative ai valori di I_2 in funzione di V_2, ponendo costante o I_1 o V_2; si ottengono così le curve della figura 19. Evidentemente si può avere una funzione amplificatrice da parte del dispositivo se indicando con ΔI_1 la variazione di corrente nel circuito dell'emettitore e con ΔI_2 quella corrispondente al circuito del collettore si ha $\Delta I_2 > \Delta I_1$; il rapporto fra ΔI_2 e ΔI_1 è appunto il coefficiente α di amplificazione che può almeno teoricamente ricavarsi dai grafici della figura 19. Effettivamente, e su questo è basata la grande importanza che ha il transistor nella tecnica moderna, questo fattore risulta maggiore dell'unità, e quindi è giustificata la concezione del transistor quale triodo a cristallo.

Naturalmente prima che possa pensarsi alla realizzazione di un amplificatore con un triodo a cristallo bisogna assicurarsi che il fattore d'amplificazione sia praticamente costante in un notevole intervallo di frequenze, e che inoltre una variazione di temperatura quale può essere quella a cui è soggetto normalmente un amplificatore non produca notevole variazione di α. Poichè questi vari requisiti richiesti sono praticamente nei cristalli di Ge tutti soddisfatti, può effettivamente pensarsi al transistor quale triodo a cristallo che può sostituire i comuni triodi. Naturalmente noi in questa sede non ci attardiamo con la descrizione di tutte le notevoli proprietà che presenta questo nuovissimo dispositivo, non vogliamo tacere soltanto il punto seguente: il processo di conduzione, e quindi

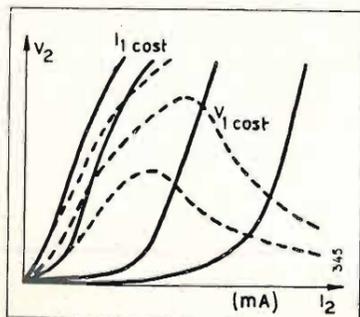



Fig. 19. — Le curve V_1, I_2 relative al transistor.

l'amplificazione che ne deriva, riguarda tutta la massa del cristallo, e conseguentemente il dispositivo può essere utilizzato anche per potenze relativamente notevoli, e si passa in questo caso a *transistor coassiali* e *transistor di potenza*, nei quali bisogna ottenere, mediante opportuni dispositivi, l'eliminazione del calore prodotto per effetto Joule. Evidentemente il punto fondamentale della teoria del transistor risiede nella considerazione della formazione dei vuoti, e della migrazione di questi vuoti dall'elettrodo positivo all'elettrodo negativo: ora sperimentalmente si è potuto accertare che almeno una frazione notevole di una differenza di potenziale applicata all'emettitore viene risentita con un certo ritardo al collettore; ritardo che rappresenta evidentemente il tempo che richiedono i vuoti a spostarsi nel cristallo, ed una verifica dell'ammissibilità di questa interpretazione si ha poichè tutto il processo d'amplificazione dipende dalla distanza a cui vengono a trovarsi i due elettrodi. Una visione d'insieme sul comportamento del transistor indipendentemente dall'interpretazione atomistica, ma che può fornire indicazioni molto utili dal punto di vista tecnico, è considerare in sostanza il transistor quale quadripolo, e cioè rappresentarlo schematicamente com'è riportato in figura 20; in tal modo si procede ad uno studio dall'esterno del transistor, tale quadripolo può essere inserito fra un generatore ed un utilizzatore; siano V_1 e I_1 la tensione e la corrente del generatore e V_2 e I_2 quella dell'utilizzatore, quando la tensione del segnale d'amplificare non è molto grande, in modo che non ci si allontani molto dalle condizioni medie, si può ritenere effettivamente che vi sia linearità fra le variazioni di potenziale e quelle di corrente in modo che è lecito scrivere le due relazioni

$$\Delta V_1 = Z_{11}\,\Delta I_1 + Z_{12}\,\Delta I_2$$

$$\Delta V_2 = Z_{21}\,\Delta I_1 + Z_{22}\,\Delta I_2$$

Lo studio del transistor quindi dal punto di vista tecnico può farsi in base allo studio delle quattro impedenze Z_{11}, Z_{12}, Z_{21}, Z_{22}.

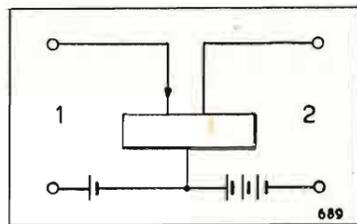



Fig. 20. — Il transistor quale quadripolo.

In alcuni transistor si riesce ad ottenere su di un cristallo di Ge che è un semiconduttore di tipo n, uno strato sottile semiconduttore di tipo p. Il ragionamento che può portare all'interpretazione del comportamento di questo transistor è basato più o meno sugli stessi concetti fondamentali, e quindi non vale la pena di trattenersi a lungo su di esso; può solo dirsi che il coefficiente α in questi casi non può essere superiore ad 1, ma il cristallo può ancora brillantemente essere impiegato quale amplificatore perchè questo comportamento viene ottenuto mediante il gioco delle impedenze. Come vedesi se lo studio può in tal modo compiersi in modo del tutto sintetico, la ragione del comportamento di un dispositivo che tanto interesse presenta nella pratica, può ottenersi solo con l'analisi più accurata del comportamento della materia nei suoi costituenti fondamentali, e cioè mediante l'applicazione della concezione quantistica moderna a questi complessi fenomeni della conduzione elettrica.

(124)

COLLEGAMENTO DI SERVIZIO A FREQUENZA PORTANTE PER TRASMETTITORI A ONDE METRICHE

HEINZ NITSCHE e H. H. CLAUSSEN
del Laboratorio Rohde e Schwarz, Monaco

SOMMARIO - Viene descritta una nuova apparecchiatura che allarga il campo di impiego delle reti di radiodiffusione a onde metriche e promuove lo sviluppo di stazioni incustodite. Si tratta di un dispositivo che consente di effettuare una conversazione telefonica di servizio sovrapposta al programma radiofonico e irradiata assieme ad esso. Si fa in modo che la conversazione non disturbi i ricevitori radiofonici ordinari e non possa inoltre essere ascoltata senza impiegare l'apparecchiatura originale. Con riferimento ad uno schema di rete di radiodiffusione a onde metriche viene dimostrata la conseguenzialità della via seguita. Vengono poi discusse le premesse tecniche per l'attuazione del concetto informatore ed esposte per sommi capi la costituzione elettrica fondamentale del sistema e le sue particolarità costruttive. Gli AA. danno infine uno sguardo di assieme alle esperienze di esercizio finora raccolte e forniscono suggerimenti per il corretto futuro impiego del nuovo impianto.

1. Il concetto informatore.

Poichè, come è noto, la propagazione delle onde da esse impiegate è di tipo quasi ottico, le stazioni per radiodiffusione a onde metriche vengono, geograficamente, installate in luoghi piuttosto elevati. Questi luoghi sono, in generale, poco accessibili e distanti dalle città dell'area servita. La loro distanza dai centri abitati più vicini è generalmente non inferiore a 5 km.

A causa delle restrizioni imposte, specialmente alla radiodiffusione tedesca, dal Piano di Copenaghen, la rete delle stazioni a onde metriche per radiodiffusione della Germania occidentale è costituita da maglie piuttosto fitte. Poichè le condizioni di questa rete sono particolarmente familiari agli AA., è sembrato loro lecito di far riferimento ad essa nell'esposizione della loro idea. Un piano di questa rete è stato reso noto nella figura 8 del lavoro (bibl. 1) già pubblicato in questa rivista.

Le 90 stazioni, circa, della rete della Germania occidentale, sono gestite da sei Società di radiodiffusione. Attualmente, salvo eccezioni, tutte le stazioni appartenenti a una stessa Società diffondono lo stesso programma e questo viene di regola inviato alle singole stazioni per via radio con la tecnica detta del *Ballempfang*. Questo procedimento è stato scelto, principalmente, a causa della accennata ubicazione delle stazioni. Mentre nelle reti regionali a onde medie il programma è inviato alle singole stazioni per cavo, lo sviluppo dei sistemi a onde metriche ha condotto all'adozione del metodo del *Ballempfang*, cioè del collegamento a radiofrequenza a mezzo di ricevitori relé; questo metodo è per lo meno equivalente a quello per cavo telefonico sia dal punto di vista della qualità, sia da quello della sicurezza di esercizio.

La trasmissione di comunicazioni di servizio da una stazione all'altra è importante come la trasmissione del programma. Nelle stazioni si devono regolare i livelli ed eseguire, di tempo in tempo, prove di qualità; ad esse devono essere trasmesse informazioni e istruzioni tecniche. L'evoluzione delle reti a onde metriche tende a perfezionare la tecnica delle stazioni secondarie al punto che esse possano funzionare incustodite come vere e proprie stazioni relé. Ed è questo, in special modo, che rende necessaria la progettazione tempestiva di un canale di servizio, per comunicazioni telefoniche, di collegamento tra le varie stazioni, opportunamente adattato alla soluzione scelta per il canale del programma.

E' ovvio cercare se, anche per attuare questo canale di servizio, non sia possibile seguire la via già scelta per la trasmissione del programma. Nella considerazione di questo problema appare subito evidente una differenza essenziale fra il *canale del programma*

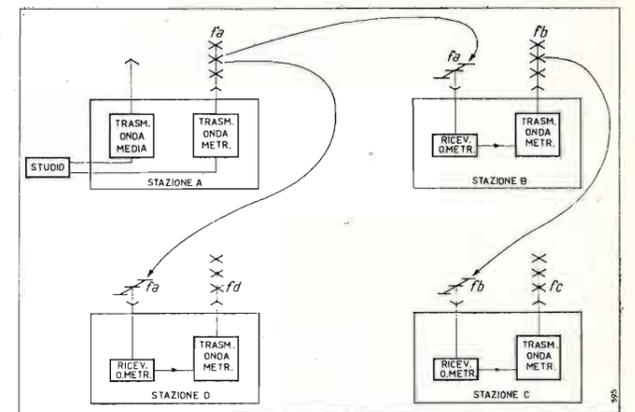



Fig. 1. — Schema di un collegamento con ricevitori relé (Ballempfang).

e il *canale di servizio*. Il primo deve essere ricevuto senza alterazioni dagli ascoltatori muniti di ricevitori radiofonici di ogni specie, mentre i segnali e le comunicazioni del canale di servizio non sono ad essi destinati. Per chiarire meglio questo problema sembra opportuno spiegare anzitutto in che cosa consiste il procedimento del *Ballempfang* cioè il collegamento per mezzo di ricevitori relé (vedi fig. 1). Ammettiamo che la stazione a onde metriche A sia situata in vicinanza di una grossa stazione a onda media e che questa sia, a sua volta, vicina ad una città relativamente grande (gli studi ove vengono prodotti i programmi sono per ragioni ovvie, situati in città del genere). Nel nostro sistema la stazione A deve funzionare da stazione madre; essa riceve il programma per cavo telefonico dallo studio e lo irradia con l'onda metrica di frequenza f_a. In molti casi lo stesso programma viene irradiato simultaneamente dalla stazione a onda media situata nello stesso luogo; ma questa circostanza non ha interesse per quel che stiamo per dire.

La stazione a onda metrica della zona B riceve il programma con ricevitore relé sulla frequenza f_a e lo reirradia nella sua zona con la frequenza f_b per essa prevista. La stazione della zona C riceve sulla frequenza f_b della stazione B e reirradia con la sua frequenza f_c; mentre la stazione della zona D è collegata direttamente con la stazione madre sulla frequenza f_a. Per date condizioni topografiche può avvenire che C riceva il programma, secondo un percorso diverso da quello indicato, anche dalla stazione D e di questa possibilità si trae spesso partito per stabilire una riserva, in generale commutabile automatica-

mente, per il caso in cui si verifichi un guasto lungo uno dei due percorsi. I percorsi del collegamento con ricevitori relé tracciati nella figura sono paragonabili a collegamenti per cavo tra le varie stazioni. E' comunque ovvio che qualsiasi ascoltatore, munito di adatto ricevitore, è in grado di captare i segnali trasmessi lungo questi pseudo-cavi. Può darsi che un ascoltatore che si trovi ai margini dell'area di servizio C e che abbia un ricevitore abbastanza sensibile, sia in grado di ricevere i programmi generati nello studio presso A su tutte le frequenze f_a, f_b, f_c, f_d; normalmente però egli sintonizzerà il proprio ricevitore sulla frequenza f_c della area di servizio in cui risiede.

Se alle stazioni delle varie zone si devono inviare, per *Ballempfang* ed assieme al programma, comunicazioni di servizio non destinate agli ascoltatori, occorre che queste non possano essere sentite dall'orecchio umano ossia che non possano essere demodulate dai ricevitori normali. Oltre a ciò, tali comunicazioni non devono in alcun modo limitare la qualità del programma. D'altra parte il procedimento di trasmissione di queste comunicazioni deve essere tale che per esso possano essere utilizzate le normali stazioni a onda metrica ed i normali impianti di collegamento con ricevitori relé. Quest'ultima condizione comporta una limitazione notevole delle possibilità di soluzione del problema, poiché i ricevitori relé non differiscono, per principio, dai ricevitori ordinari. D'altra parte per la soluzione si può trarre partito dalla circostanza che l'orecchio umano è, nei casi normali, completamente insensibile alle frequenze superiori a 16 kHz, mentre le stazioni a onde metriche ed i ricevitori relé sono invece capaci di trasmettere e ricevere frequenze comprese fra 30 Hz e 30 kHz.

Conviene ricordare che Leonhardt e Flicker (bibliogr. 2) hanno sviluppato e descritto un impianto per sincronizzare stazioni a onde medie che, partendo dallo stesso principio, utilizza collegamenti a mezzo di ricevitori relé per trasmettere la frequenza pilota occorrente per la sincronizzazione.

Per trasmettere tale frequenza pilota, Leonhardt e Flicker adoperano un segnale a 25 kHz, avente una stabilità di frequenza estremamente elevata, sovrapposto al canale di modulazione delle stazioni a onde metriche. Il segnale a 25 kHz, irradiato con una deviazione massima dalla frequenza centrale di soli 3 kHz, non produce nessun disturbo del canale del programma e, anche quando viene emesso dagli altoparlanti dei ricevitori ordinari, risulta completamente inudibile per l'orecchio umano. Le condizioni diventano più difficili quando, invece di una frequenza discreta, si deve trasmettere, in aggiunta al canale del programma, un miscuglio ovvero una gamma di frequenze. Per trasmettere il *canale di servizio* di cui si è detto è necessaria una gamma di frequenze di 3,1 kHz. Questa larghezza è sufficiente per trasmettere una conversazione telefonica di buona qualità (bibl. 2); basta per trasmettere da 4 a 6 canali per macchine telescriventi e può d'altra parte essere utilizzata per la trasmissione continua di circa 12 ÷ 20 dati di misura o comandi. Se poi si adotta un sistema di comunicazione a codice, in tale canale si può trasmettere un numero illimitato di comandi o di informazioni.

2. Le premesse tecniche.

Il canale del programma delle stazioni a onde metriche occupa la gamma acustica da 30 a 15 000 Hz. I trasmettitori e i ricevitori a onde metriche possiedono una sensibilità alla modulazione, cioè un'amplificazione totale, che giunge sino a 25 kHz. L'andamento con la frequenza della sensibilità alla modulazione del trasmettitore è dato dalla così detta funzione di preaccentuazione cui, nel ricevitore, corrisponde la funzione di deaccentuazione.

La figura 2 rappresenta la funzione di preaccentuazione di un trasmettitore a onda metrica. In accordo con le norme americane, nei trasmettitori italiani a questa curva corrisponde una costante di tempo di 70 μs; mentre, ad esempio, i trasmettitori a onde metriche tedeschi sono modulati con una preaccentuazione di 50 μs. Da questa figura, che rappresenta la funzione di preaccentuazione di uno dei trasmettitori di Torino, risulta che essi sono ancora perfettamente adatti a trasmettere frequenze di segnale dell'ordine di grandezza di 21 kHz. Per queste frequenze si ha addirittura una sensibilità di 17 dB più elevata di quella per le frequenze di segnale dell'ordine di 1000 Hz. La conseguente esaltazione delle frequenze di modulazione elevate viene poi compensata dalla funzione inversa di deaccentuazione del ricevitore. Negli impianti con ricevitori relé, per effetto dell'azione simultanea della preaccentuazione e della deaccentuazione, si ottiene una curva di frequenza con scarti in generale minori di 1 dB.

Per frequenze maggiori di 15 kHz non si ha una reciprocità delle due funzioni altrettanto esatta di quella che si ha nella gamma del canale del program-

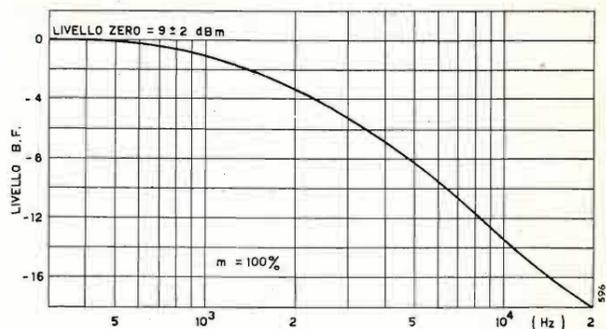



Fig. 2. — Curva misurata di preaccentuazione di un trasmettitore italiano a onda metrica. Livello all'entrata, in funzione della frequenza, necessario per ottenere una deviazione costante dalla frequenza centrale del trasmettitore (profondità di modulazione 100 %).

ma; e questa circostanza ha influenza sulla curva di frequenza del canale di servizio. Quanto più ci si allontana dalla frequenza di 15 kHz verso le frequenze più alte tanto più indeterminata diventa la risposta risultante di frequenza degli impianti con ricevitori relé. Poiché, inoltre, come è già stato accennato, la frequenza modulante di 25 kHz è impiegata per la trasmissione di segnali di comando per stazioni sincronizzate, per il canale di servizio rimane disponibile solamente la gamma compresa approssimativamente fra 18 e 22 kHz. Per non danneggiare, da un canto, le frequenze più elevate del canale del programma, per assicurare, dall'altro, un andamento con la frequenza quanto migliore possibile al canale di servizio, e infine per avere una sufficiente distanza dalla frequenza di 25 kHz, adoperata per la sincronizzazione, si è deciso di collocare il canale di servizio nell'intervallo 18,0 ÷ 21,1 kHz. E' stato poi scelto il metodo di trasmissione con gamma laterale unica e portante di 21,4 kHz, conservando la gamma laterale inferiore (invertita).

Risultano così fissate alcune caratteristiche essenziali del canale di servizio. La larghezza di gamma, da 300 Hz a 3,4 kHz, corrisponde alle raccomandazioni del CCIF (bibl. 3); la risposta in funzione della frequenza può essere mantenuta costante a meno di 4 dB senza impiego di correttori supplementari e tale grado di linearità è sufficiente per gli scopi a cui il canale è destinato. Se poi, per scopi speciali, è desiderata una linearità più spinta, è possibile, con l'impiego dei correttori normali adoperati nella tecnica delle comunicazioni a frequenza vettrice, ridurre gli scarti a circa ± 1 dB.

Per l'ulteriore dimensionamento del sistema sono dominanti le considerazioni relative alla *diafonia*.

La condizione più importante e più difficile è che il canale del programma non deve in nessun caso essere disturbato dal canale di servizio e che le informazioni ed i segnali di quest'ultimo non devono poter essere ascoltati con i mezzi di comunicazione accessibili al pubblico. Questo secondo requisito appare particolarmente gravoso ove si pensi quanto sia difficile trasporre in chiave una informazione verbale per renderla incomprensibile. Il cervello umano è, come è noto, capace di integrare informazioni obbiettivamente del tutto mutilate e di interpretarne il contenuto originario.

Teniamo presente che la portante ricevuta dal pubblico è modulata dal canale di servizio oltre che dal canale del programma. Dopo la demodulazione nel discriminatore del ricevitore, il difetto di linearità della parte a bassa frequenza del ricevitore stesso può dare luogo a toni di combinazione, da una parte fra le singole frequenze del canale di servizio, dall'altra fra frequenze dello stesso e frequenze del canale del programma.

Appare chiaro che vi è *un solo* mezzo sicuro per rendere praticamente impossibile l'ascolto delle conversazioni di servizio: trasmettere le frequenze corrispondenti con la minima deviazione dalla frequenza centrale e trasferire quindi le difficoltà del problema nel ricevitore traspositore a frequenza portante che rende di nuovo udibile il canale di servizio. La minima deviazione dalla frequenza centrale Δf_d adottabile si può calcolare in base al livello dei disturbi del trasmettitore e del ricevitore per il canale stesso. Se, nel trasmettitore, si fa conto su un rapporto fra segnale e disturbo di almeno 20 dB, che è sufficiente sia per la trasmissione di conversazioni sia per la telegrafia a corrente alternata, è possibile attuare il canale con una deviazione di 40 dB al disotto della deviazione normale del trasmettitore (vedi fig. 3).

Le esperienze da noi sinora raccolte hanno mostrato che è possibile e conveniente attuare il canale di servizio con una deviazione $\Delta f_d = 1{,}5 \div 2$ kHz, mentre la deviazione massima del canale del programma è, come è noto, $\Delta f_d = 75$ kHz. Non si arriva quindi al valore minimo or ora valutato.

Il massimo valore possibile della deviazione dalla frequenza centrale è determinato dalla *diafonia* ammissibile nel canale del programma. Questo valore non può essere valutato facilmente, entrando per esso in gioco la linearità dell'amplificatore di modulazione, del modulatore e, anche, del ricevitore adoperato. Si può prevedere che con la deviazione impiegata in pratica di circa 2 kHz, le perturbazioni nel segnale a radiofrequenza irradiato, causate dal canale di servizio e comprese direttamente nel canale del programma, giacciano almeno 90 dB al disotto del livello nominale di quest'ultimo. Poichè il rapporto segnale-disturbo in un buon ricevitore è di circa 60 dB, le perturbazioni prodotte dalla diafonia cadono 30 dB sotto la soglia di disturbo del ricevitore e non sono perciò né oggettivamente né soggettivamente rilevabili.

Il raggiungimento di tale valore di diafonia è semplicemente una questione di spesa nei filtri per la combinazione dei due canali. All'amplificatore del trasmettitore vengono applicati contemporaneamente i segnali del programma e quelli di servizio (si veda la fig. 5). Inserendo sul primo (30 ÷ 15 000 Hz) un filtro passa-basso opportunamente proporzionato, si può fare in modo che la tensione corrispondente applicata all'entrata dell'amplificatore di modulazione sia praticamente priva di frequenze maggiori di 18 000 Hz. Analogamente è prevista l'inserzione di un filtro di banda nel traspositore di frequenza, presso il trasmettitore, del canale di servizio, cosicché da questo giungano all'amplificatore di modulazione soltanto frequenze della gamma da 18,0 a 21,1 kHz e, in particolare, siano eliminate completamente le frequenze della gamma da 20 Hz a 15 kHz, che potrebbero produrre disturbi nel canale del programma. Che questo valore di diafonia non venga sensibilmente peggiorato dalla formazione di toni di combinazione nell'amplificatore di modulazione, risulta da ciò che segue. Per la dimostrazione è necessario analizzare numericamente per sommi capi il fenomeno di formazione dei toni di combinazione. Per semplicità si assume che la tensione v' all'uscita del nostro amplificatore sia una funzione quadratica

$$[1] \qquad v' = a\,v + b\,v^2$$

della tensione all'entrata v. Questa sia composta di due tensioni sinusoidali

$$[2] \qquad v = v_1 \sin \omega_1 t + v_2 \sin \omega_2 t.$$

Introducendo la [2] nella [1] si ottiene

$$[3] \quad v' = b\,\frac{v_1^2 + v_2^2}{2} + a\,v_1 \sin \omega_1 t + a\,v_2 \sin \omega_2 t +$$
$$+ b\,v_1\,v_2 \cos(\omega_1 - \omega_2)\,t - b\,v_1\,v_2 \cos(\omega_1 + \omega_2)\,t -$$
$$- \frac{b}{2}\,v_1^2 \cos 2\,\omega_1 t - \frac{b}{2}\,v_2^2 \cos 2\,\omega_2 t$$

equazione che descrive lo spettro della tensione amplificata v'. Oltre alle due pulsazioni originarie ω_1 e ω_2, ritroviamo le loro armoniche $2\omega_1$ e $2\omega_2$ e le pulsazioni

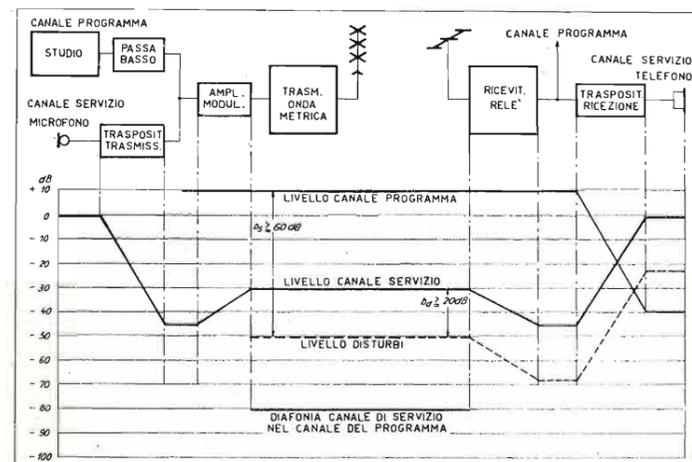



Fig. 3. — Schema di trasmissione e diagramma dei livelli del collegamento telefonico di servizio.

di combinazione $(\omega_1 - \omega_2)$ e $(\omega_1 + \omega_2)$. Dal confronto dei coefficenti si ottiene, come fattore di distorsione di ω_1

$$k_{21} = \frac{b}{2a} v_1 \qquad [3a]$$

e come fattore di distorsione di ω_2

$$k_{22} = \frac{b}{2a} v_2 \qquad [3b]$$

Queste relazioni dimostrano che il fattore di distorsione (k_2) dipende dall'eccitazione e che, nel caso della funzione qui scelta, la dipendenza è lineare.

Il rapporto fra la tensione avente pulsazione differenza $(\omega_1 - \omega_2)$, che è

$$v_d' = b \, . \, v_1 \, . \, v_2$$

e quella avente pulsazione fondamentale ω_1, che è

$$v_1' = a \, v_1$$

risulta

$$\frac{v_d'}{v_1'} = \frac{b}{a} v_2 \, .$$

Invece che per mezzo delle sue costanti a e b, possiamo in questa espressione contraddistinguere la caratteristica non lineare di amplificazione per mezzo del fattore di distorsione k_{21}, meglio accessibile alla misura scrivendo

$$\frac{v_d'}{v_1'} = 2 \, k_{21} \frac{v_2}{v_1} \, . \qquad [4]$$

Questa formula ci consente di valutare facilmente le ampiezze delle possibili frequenze differenze. Consideriamo una frequenza del canale del programma di ampiezza v_1 ed una del canale di servizio di ampiezza v_2. Affinché la frequenza differenza $f_1 - f_2$ risulti minore di 15 kHz e cada cioè nel canale del programma, vanno prese in considerazione solo frequenze f_1 maggiori di 3000 Hz. Ammettiamo poi che ambedue i canali siano modulati a fondo, e cioè che sia $\frac{v_2}{v_1} = \frac{2 \text{ kKz}}{75 \text{ kKz}}$. Il fattore di distorsione complessivo di un buon trasmettitore a modulazione di frequenza deve essere minore dell'1 % (per es. nei trasmettitori di Rhode e Schwarz esso è circa il 0,2 %). Per precauzione poniamo $k_{21} = 1 \%$: otteniamo $\frac{v_d'}{v_1'} = 0{,}53 . 10^{-3}$, cioè il tono differenza giace almeno 65 dB al disotto del livello di piena modulazione del canale del programma e quindi, anche in tali condizioni sfavorevoli, scompare sotto il rumore di fondo. Si deve inoltre tenere presente che tale formazione di toni di combinazione dà comunque luogo ad una diafonia sporadica e incomprensibile.

Due toni parziali del canale di servizio danno luogo, qualunque siano le loro frequenze, a toni di combinazione che appaiono nel canale del programma. Anche di essi possiamo calcolare la grandezza mediante la [4]. In ogni caso l'ampiezza di ciascuno dei due toni parziali deve essere minore di quella capace di produrre la modulazione completa, fissata in corrispondenza di una deviazione di 2 kHz, altrimenti i valori di cresta della tensione somma delle due produrrebbero sovramodulazione. Ciò nondimeno vogliamo ammettere che ciascuna delle due tensioni parziali abbia il valore massimo ammesso per il canale di servizio e quindi sia $v_2/v_1 = 1$. Abbiamo visto dalla [3] che il fattore di distorsione è direttamente proporzionale alla tensione eccitatrice. Sappiamo che il fattore di distorsione del trasmettitore, per la deviazione di 75 kHz (in corrispondenza delle quale esso viene misurato) è $k \leq 1 \%$. Per una deviazione di 2 kHz possiamo dunque attenderci che si abbia $k_{21} = k_{22} = \frac{2 \text{ kHz}}{75 \text{ kHz}} . 1 \%$ ed avremo $\frac{v_d'}{v_1'} = 2 . \frac{2}{75} . 1 \%$, cioè lo stesso valore numerico di poc'anzi. Ora, però, v_1 è una tensione del canale di servizio, che modula con una profondità di 32 dB inferiore a quella del programma, cosicché i toni differenza giacciono di altri 32 dB al disotto del valore di 65 dB calcolato per questo caso. Questa distanza di 97 dB significa che la formazione di toni di combinazione nel canale di servizio non ha alcuna importanza agli effetti della diafonia nel canale del programma.

Per la diafonia del *programma* sul canale di servizio, i dispositivi filtranti posti all'entrata dell'amplificatore di modulazione hanno lo stesso effetto protettivo che essi esercitano nel verso opposto. A causa del difetto di linearità dell'amplificatore, per l'attenuazione di diafonia nel canale di servizio sono critiche le frequenze del programma comprese fra 9000 e 10 700 Hz, poiché le loro seconde armoniche cadono direttamente nel canale in discorso. Quali ampiezze possiamo attenderci in questo intervallo critico di frequenze? E' certo che il corrispondente contenuto energetico è assai piccolo per la maggior parte dei generi di programma; per alcuni, tuttavia (per esempio, musica da ballo) esso è talmente grande che, per effetto della preaccentuazione, con i valori di cresta si arriva quasi al pieno di modulazione. Ricordiamo, a questo proposito, che la preaccentuazione viene introdotta proprio per migliorare il rapporto tra il segnale utile e i disturbi in corrispondenza della parte superiore, energeticamente più debole, della gamma di frequenza del programma. Ai fini della valutazione di cui ci occupiamo possiamo ammettere che, se si prescinde da punte occasionali, l'ampiezza dell'intervallo critico sia sicuramente inferiore di oltre 10 dB rispetto al valore corrispondente alla piena modulazione. Per una attenuazione di distorsione del trasmettitore $b_{k2} =$ 54 dB (0,2 %) possiamo attenderci che il livello della prima armonica delle frequenze in discorso risulti di 64 dB inferiore al livello di massima modulazione del trasmettitore; vale a dire che l'armonica stessa risulti un po' minore dell'ordine di grandezza del rumore di fondo. Ammettiamo che il livello assoluto del rumore di fondo sia lo stesso nei due canali. Ne segue che le armoniche delle frequenze del programma comprese tra 9000 e 10 700 Hz cadono al disotto del rumore di fondo del canale di servizio. Si può fare un calcolo analogo per le armoniche superiori di gruppi di frequenze più basse del programma, ottenendo valori più favorevoli col crescere dell'ordine delle armoniche stesse. Come attenuazione della diafonia non comprensibile del canale del programma sul canale di servizio si ottiene così all'incirca $b_d = 30$ dB, valore che è confermato da misure in serie.

Con questo sono state descritte le premesse fondamentali per la costruzione del canale di servizio. La figura 3 riproduce uno schema generale del collegamento con l'indicazione dei livelli dei segnali e dei disturbi.

3. La soluzione costruttiva.

Va detto anzitutto che alcune delle esigenze stabilite nel paragrafo precedente risultano assai più che soddisfatte nella pratica attuazione. Si ottiene, per esempio, una curva di frequenza del canale di servizio con scarti di ± 2 dB. Per lo stesso canale, un fattore di distorsione globale del 10 % sarebbe soddisfacente sotto ogni riguardo; in effetti si ottiene il fattore $k_d = 4 \%$ che corrisponde all'incirca a quello di un trasmettitore radiofonico di costruzione non troppo recente.

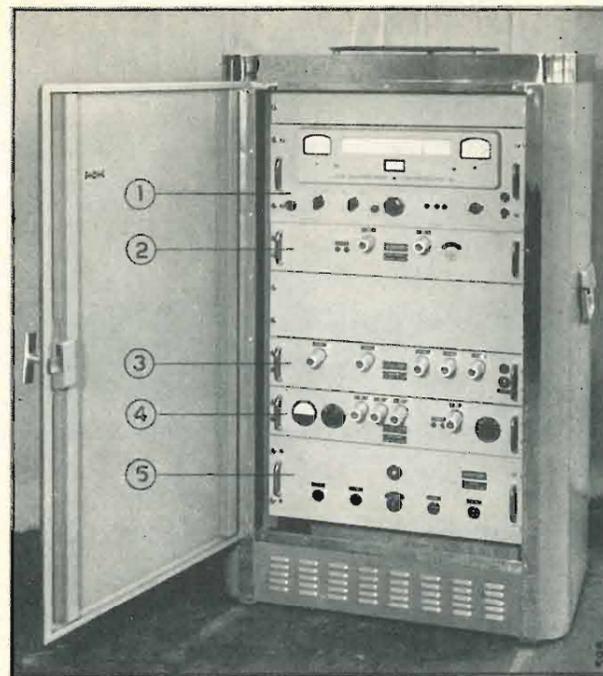



Fig. 4. — Apparecchiatura terminale di un collegamento di servizio a frequenza portante per stazioni di radiodiffusione a onde metriche. 1 = ricevitore relé; 2 = traspositore di ricezione; 3 = convertitore di chiamata; 4 = traspositore di trasmissione e generatore della frequenza portante; 5 = alimentatore.

La figura 4 mostra come è realizzata costruttivamente un'apparecchiatura terminale del collegamento di servizio. I singoli gruppi costruttivi sono raggruppati nel telaio di sostegno in forma di cassetti estraibili. Il cassetto superiore contiene un ricevitore relé del tipo normalmente adottato per il *Ballempfang*. Seguono, dall'alto verso il basso, gli altri elementi del collegamento, il *traspositore di ricezione*, il *convertitore di chiamata*, il *traspositore di trasmissione*, combinato con il generatore della frequenza portante e, nell'ultimo cassetto, un alimentatore centralizzato per tutta l'apparecchiatura.

3/1. Funzionamento dell'impianto.

Il ricevitore relé riceve la stazione funzionante come stazione madre e demodula ed amplifica, ad un tempo, il canale del programma, 30 ÷ 15 000 Hz, e il canale di servizio, 18,0 ÷ 21.1 kHz, sovrapposto al primo, irradiati dalla madre. Mentre il canale del programma, filtrato il canale di servizio, viene inviato direttamente alla stazione figlia, le frequenze filtrate del canale di servizio vengono inviate nel traspositore di ricezione. In questo, ai segnali a frequenza vettrice del canale di servizio, viene aggiunta una nuova corrente vettrice a 21,4 kHz, generata da un oscillatore stabilizzato a quarzo. La conversazione di servizio proveniente dalla stazione madre viene ritrasposta, nella sua gamma originaria 300 Hz ÷ 3,4 kHz, mediante un modulatore ad anello ed applicata, attraverso un amplificatore ad audiofrequenza con guadagno regolabile a mano, al *convertitore di chiamata*. Questo, che conformemente alle raccomandazioni del CCIF (bibl. 3) è un convertitore a frequenza vocale complessa, reagisce alla combinazione di frequenze 2040 Hz + 2400 Hz. Quando tali due frequenze arrivano all'entrata del convertitore, questi agisce inviando impulsi di corrente di chiamata nella linea telefonica ad esso collegata.

Sono state prese diverse misure cautelative per impedire false eccitazioni del convertitore.

L'utente chiamato, nel nostro caso il personale di servizio della stazione figlia, riceve così una chiamata telefonica che non differisce in alcun modo dalle chiamate dei collegamenti telefonici ordinari. Come apparati telefonici si adoperano quelli comuni per servizio locale, con induttori a manovella per generare le correnti di chiamata. Alla fine della chiamata l'utente solleva il microtelefono dalla forchetta di sostegno e stabilisce così il collegamento fonico con la stazione madre.

Il collegamento viene realizzato in forma del tutto ordinaria attraverso il traspositore di trasmissione. Questo è fatto in modo da compensare anzitutto, mediante un regolatore di livello, le attenuazioni dei cavi interposti fra esso e gli apparati telefonici. Le correnti microfoniche, di frequenze 300 Hz ÷ 3.4 kHz vengono subito dopo trasposte, mediante un modulatore ad anello, nella gamma 18,0 ÷ 21,4 kHz. Anche il traspositore di trasmissione riceve la sua corrente portante da un oscillatore a quarzo da 21,4 kHz situato nello stesso cassetto.

Dopo la trasposizione, la gamma risultante attraversa un limitatore che rende la sua ampiezza massima indipendente dagli imponderabili che possono presentarsi dal lato dell'utente. Questo limitatore impedisce che, a causa di incidenti di ogni genere, come false manovre, sovraeccitazioni, guasti di apparati telefonici e simili, la tensione all'uscita del traspositore raggiunga valori pericolosi per il canale del programma.

La conversazione uscente dal modulatore ad anello è contenuta nelle gamme laterali della portante di 21,4 kHz. Viene, con filtraggio, isolata la gamma inferiore, 18 ÷ 21,1 kHz, adoperata per la trasmissione e vengono soppresse la gamma laterale superiore, 21,7 ÷ 24,8 kHz, e la portante. Quest'ultima viene del resto già molto ridotta di ampiezza in seguito all'impiego di un modulatore a doppio push-pull. La gamma uscente residua di conversazione così ottenuta viene, mediante una speciale forchetta di accoppiamento, reimmessa all'uscita ad audiofrequenza del ricevitore relé e applicata, assieme al canale del programma, alla portante della stazione figlia.

Presso la stazione madre si ha un impianto analogo, con l'ovvia differenza che ivi il ricevitore relé è accordato sulla frequenza della stazione figlia.

La chiamata, di cui ancora non si è detto tutto, si svolge nel modo seguente: la persona chiamante, che supponiamo trovarsi presso la stazione madre, solleva il microtelefono e con l'induttore a manovella invia la corrente di chiamata nel convertitore di chiamata della locale apparecchiatura a frequenza portante. La corrente di chiamata eccita, con un conveniente ritardo, il relé di chiamata che invia ai morsetti di entrata del traspositore di trasmissione il già accennato miscuglio di frequenze 2040 ÷ 2400 Hz al quale reagisce, come prescritto, la parte ricevente del convertitore di chiamata della stazione figlia, che stabilisce così il collegamento telefonico.

La figura 5 mostra lo schema completo per blocchi del collegamento di servizio a frequenza portante, costruito dalla Ditta Rohde e Schwarz, di Monaco.

3/2. Alcuni particolari costruttivi.

Gli elementi principali dell'impianto sono i vari filtri, i modulatori ad anello, il limitatore, le unità convertitrici di chiamata e l'oscillatore per la frequenza portante con i suoi stadi separatori. Attualmente l'intero impianto viene equipaggiato con un solo tipo di tubi e precisamente con il noto « pentodo per traffico a grande distanza » 18042. Per esso viene garantita una durata, per gruppi di tubi, di 10 000 ore. L'apparecchiatura terminale comprende in tutto 11 tubi di questo tipo. Come si fa di solito negli

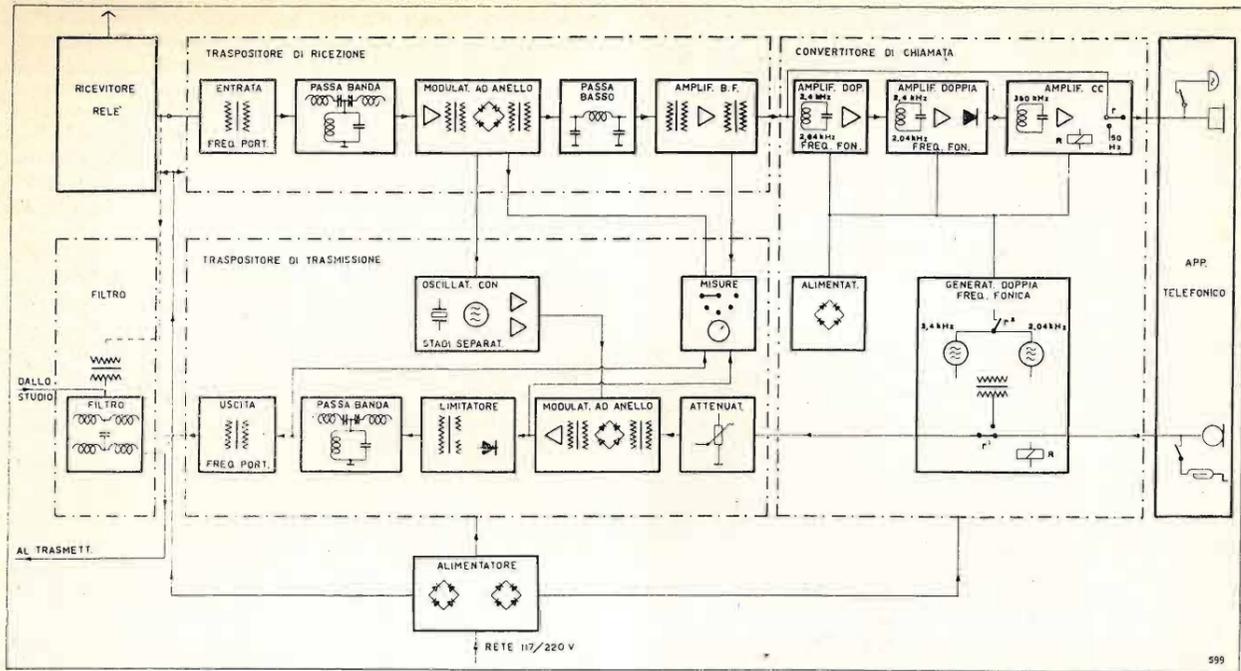



Fig. 5. — Schema a blocchi di un'apparecchiatura terminale per un collegamento di servizio a frequenza portante per stazioni di radiodiffusione a onde metriche.

apparati a frequenza portante, i tubi sono disposti sulle piastre frontali dei singoli cassetti.

L'alimentatore dell'impianto è munito di raddrizzatori a selenio. L'impianto è fatto per essere alimentato a 220 ÷ 117 V; è assicurato un funzionamento corretto per variazioni della tensione di alimentazione tra + 5 e — 15 %.

Nei modulatori ad anello sono impiegati raddrizzatori a germanio di fabbricazione tedesca. Per aumentare l'indipendenza dalle variazioni di temperatura, i modulatori ad anello sono muniti di adatte resistenze in serie e in parallelo.

I filtri, che devono in parte soddisfare a esigenze estremamente severe, sono costruiti adoperando nuclei di ferrite. Questa tecnica, di fronte a quella sinora comunemente seguita basata sull'impiego di nuclei polverizzati, presenta i seguenti vantaggi: mentre il volume si riduce ad un terzo, il fattore di merito delle bobine risulta triplo di quello raggiungibile con i vecchi tipi di nuclei per alta frequenza; per effetto della grande permeabilità le singole bobine di un filtro possono essere montate direttamente l'una accanto all'altra senza timore di accoppiamenti nocivi. I condensatori dei filtri sono a fogli sintetici. Mentre la esattezza raggiungibile nei valori dei condensatori è del ± 1 %, le bobine si possono facilmente regolare a meno del ± 5 %. L'errore massimo che da ciò consegue è del ± 1,5 %, il che significa che, per esempio, per una frequenza limite di 18 kHz, i poli di questo filtro possono presentare uno scarto di circa 300 Hz dalla frequenza desiderata. Tale scarto per l'impianto descritto, è ammissibile.

La figura 6 mostra la costruzione di uno dei filtri passa basso da 15 kHz.

La combinazione del canale del programma e di quello di servizio all'entrata dell'amplificatore di modulazione costituisce un problema speciale, poiché l'inserzione del secondo non deve alterare la curva di frequenza del primo. La soluzione adottata è rappresentata nella figura 7. A completamento va detto che l'impedenza di uscita del filtro passa basso, per frequenze maggiori di 18,4 kHz, cioè per la gamma a frequenza vettrice, assume valori minori di 150 ohm. La simmetria del circuito di entrata, turbata dalla

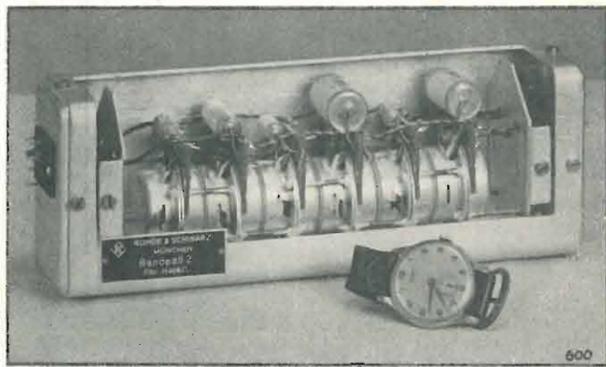



Fig. 6. — Filtro passa banda, schermatura aperta.

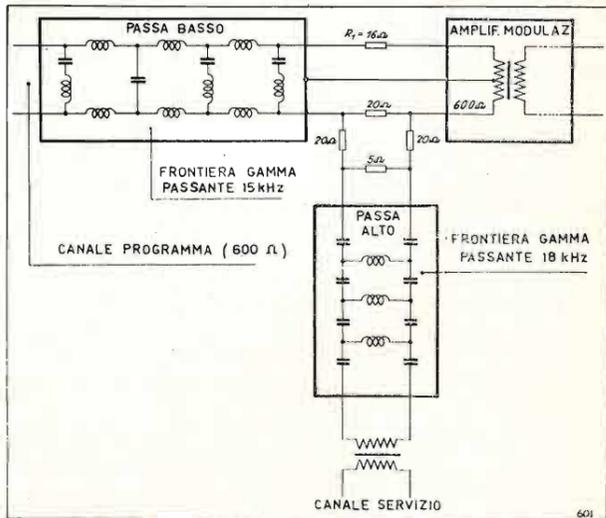



Fig. 7. — Ricombinazione dei canali del programma e di servizio all'entrata di modulazione della stazione.

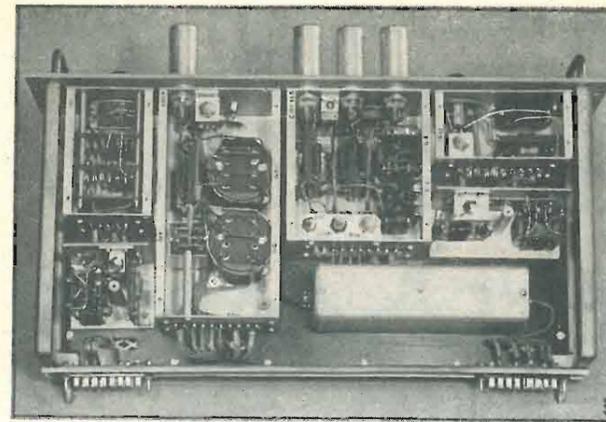



Fig. 8. — Costruzione a cassetti scorrevoli: traspositore di trasmissione.

inserzione in serie dell'uscita a frequenza vettrice, viene ristabilita aggiungendo la resistenza R_1. Si è potuto limitare a meno di 1 dB il valore assoluto della variazione del livello del canale del programma prodotta dall'inserzione del canale di servizio.

La figura 8 mostra, come esempio, la costruzione interna del traspositore di trasmissione e fornisce un'idea della realizzazione meccanica dell'impianto (*).

4. Applicazioni già attuate e applicazioni future.

Il primo collegamento di servizio a frequenza portante del tipo descritto è stato messo in servizio nel tratto Torino-Monte Penice.

Frattanto altri impianti sono stati montati altrove ed hanno pure essi fatto buona prova.

Le possibilità di applicazione di questo procedimento non si esauriscono nell'attuazione della comunicazione telefonica che abbiamo descritto. Il canale sovrapposto al programma può essere adoperato per usi diversi da questo interno radiofonico. Si può, per esempio, usarlo per inviare comunicazioni speciali ad un ristretto numero di persone, senza bisogno di ricorrere ad un'altra apposita rete di trasmettitori. E' perciò sufficiente che gli utenti siano muniti dei ricevitori e degli apparati supplementari necessari. E' persino possibile trasmettere tali notizie in forma scritta (teleprint); se necessario, il canale telefonico può essere, in questo caso, suddiviso in un massimo di 10 canali telegrafici.

Per quanto esista la possibilità tecnica di farlo, vogliamo sperare che il nostro canale a frequenza portante non abbia a essere adoperato per dare a una certa cerchia di persone segnali di allarme aereo. Preferiamo considerare le numerose possibilità di applicazione del sistema al servizio della radiodiffusione. Esso viene adoperato per trasmettere conversazioni di servizio tra due stazioni contigue di una rete.

Quando più stazioni di una rete sono equipaggiate con queste apparecchiature, esse possono tutte ricevere comunicazioni telefoniche da una stazione centrale principale e trasmetterne ad essa. Oltre a queste due stazioni anche altre della rete possono conversare fra di loro attraverso la stazione centrale principale che, in questo caso, serve da relé a doppia utilizzazione (fig. 9). Il canale di servizio a frequenza portante acquista importanza particolare nel caso delle stazioni incustodite. Esso può essere adoperato per accendere e per spegnere il trasmettitore, per comandarne le

Fig. 9. — Rete completa di collegamenti di servizio secondo i principi della figura 1.

In collaborazione attiva con i tecnici della RAI sono state stabilite le cause capaci di compromettere la segretezza delle conversazioni. Il risultato fu la scelta del procedimento, ora descritto, di trasmissione con una sola gamma laterale, che dà completa sicurezza contro ascolti indesiderati. L'impianto ha fatto, intanto, buona prova. Non sono state osservate variazioni né perturbazioni del canale del programma dei due grossi trasmettitori a onde metriche. Chi ha seguito la nostra esposizione sul progetto dei circuiti converrà con noi che, con una costruzione accurata, tali difficoltà non possono presentarsi nemmeno durante brevi intervalli di tempo.

(*) Ha dato un contributo essenziale all'attuazione costruttiva dei singoli apparati l'ing. Hänsler.

linee di modulazione, e, in senso contrario, per trasmettere a distanza indicazioni sulle condizioni di funzionamento della stazione.

Si può dire dunque, riassumendo, che con il canale di servizio a frequenza portante si ha a disposizione un collegamento supplementare che, salvo poche eccezioni, può essere utilizzato come una normale linea telefonica. (148)

BIBLIOGRAFIA

1 - Nitsche H.: *Radiodiffusione a onde metriche* « Elettronica e Televisione Italiana », agosto 1952, p. 183.
2 - Leonhardt R. - Flicker H.: *Steueranlage für Gleichwellensender* « Rohde & Schwarz Mitteilungen », 1952, Heft 2.
3 - Libro giallo del CCIF, vol. 3.
4 - Rohde L., Nitsche H., Pfefferl A.: *Ein frequenzmodulierter 250 W-Sender* « ETZ », 70. Jahrgang, 1949.

MISURA DELLE PERDITE NEL FERRO SU NUCLEI PER ALTA FREQUENZA

Ing. GIORGIO DE LOTTO
della Magneti Marelli

1. Premesse.

Lo sviluppo sempre crescente dei sistemi di telecomunicazioni per cavi normali, cavi coassiali e ponti radio, che impiegano nella grande maggioranza multiplex a trasposizione di frequenza, impone oggi la conoscenza esatta del comportamento dei materiali impiegati. Tale esigenza derivava da tre ragioni principali: innanzitutto il calcolo delle varie parti di un multiplex a trasposizione di frequenza può essere spinto oggi a precisioni tali da prevedere, con approssimazioni elevatissime, il funzionamento reale dell'apparecchio, portando in conto tutte le caratteristiche degli elementi impiegati; nella fase produttiva è necessario conoscere esattamente tali caratteristiche allo scopo di fissarne le tolleranze ammissibili; per l'esercizio infine occorre avere dati precisi sulla stabilità nel tempo.

I componenti che su più larga scala vengono usati negli apparati telefonici multiplex, sono gli induttori. In questi la necessità di ottenere elevati fattori di merito, ha imposto l'uso di nuclei di materiale ferromagnetico.

Tali nuclei sono in generale costituiti, come è noto, da minutissime particelle di materiale magnetico (ferro-carbonile, leghe al nikel-molibdeno, ecc.) delle dimensioni di qualche micron, isolate fra loro e stampate con un legante. Con questa disposizione si ottiene il risultato di ridurre grandemente le correnti parassite nel nucleo ed inoltre si rende la permeabilità effettiva pressochè indipendente dalla frequenza: nei normali nuclei laminati, infatti, si osserva una caduta della permeabilità al crescere della frequenza, causata dal fatto che le correnti parassite di superficie tendono ad annullare il flusso entro lo spessore del lamierino.

Evidentemente con la suddivisione del materiale magnetico, la permeabilità effettiva del nucleo scende a valori molto bassi: secondo il materiale usato e la pressione di stampaggio essa varia da qualche unità fino ad un massimo di ~ 125.

Tale riduzione di permeabilità è però indispensabile al fine di ridurre le perdite nel ferro e di aumentare la costanza della permeabilità effettiva.

Poichè le perdite di un induttore ben costruito sono per la metà dovute all'avvolgimento e per l'altra metà dovute al nucleo, appare evidente la necessità di misurare le perdite del nucleo e trovare dei coefficienti che permettano di calcolare alle varie frequenze ed induzioni. La misura di queste perdite è assai delicata in quanto, dovendo questi nuclei lavorare con induzioni assai basse (dell'ordine del gauss fino ad un massimo di 100-200 gauss), l'energia messa in gioco è minima, ed inoltre le perdite stesse sono di gran lunga più basse di quelle che si riscontrano nei normali nuclei laminati per B.F.: il rapporto tra energia dissipata ed energia immagazzinata nel campo magnetico può infatti scendere fino a

$$\frac{1}{500} \div \frac{1}{1000}$$

ed anche oltre.

Dopo un richiamo alle varie cause di perdita, esporremo le modalità necessarie per ottenere risultati accettabili dalle misure e sufficienti per calcolare le perdite nel ferro alle induzioni ed alle frequenze di lavoro dell'induttore.

2. Perdite nel ferro.

Un induttore si può sempre considerare formato da una induttanza L_t in serie con una resistenza R_t in cui L_t è l'induttanza totale, somma di una induttanza L_f dovuta al flusso nel nucleo ferromagnetico e di una induttanza L_0 dovuta al flusso disperso, mentre R_t è la somma di una resistenza R_f dovuta alle perdite nel ferro, una resistenza R_{cu} dovuta alla resistenza ohmica dell'avvolgimento, una resistenza R_p

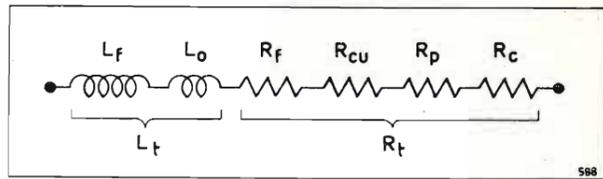



Fig. 1. — Circuito equivalente di un induttore con perdite.

dovuta alle perdite per correnti parassite nel rame, ed una resistenza R_c dovuta alle perdite della capacità parassita dell'avvolgimento.

Il rapporto fra la reattanza totale e la resistenza totale è il fattore di merito dell'induttore:

$$[1] \qquad Q_t = \frac{\omega L_t}{R_t} = \frac{\omega (L_o + L_f)}{R_f + R_{cu} + R_p + R_c}.$$

In tutta questa trattazione supporremo che l'induttore sia del tipo toroidale (senza traferro) e ciò per le ragioni seguenti:

1) per effettuare le misure nella maniera più facile ed attendibile è necessario che la maggior parte del flusso magnetico passi entro il nucleo in prova;

2) per la stessa ragione conviene che il valore dell'induzione sia il più costante possibile nella sezione attraversata dal flusso per non dover tener conto di fattori di forma;

3) nella tecnica delle telecomunicazioni ove i nuclei magnetici assumono importanza capitale, questi sono generalmente proprio di forma toroidale per cui i dati che ricaveremo saranno immediatamente applicabili al calcolo di questi tipi di induttori.

Nel caso di nuclei toroidali L_0 è generalmente molto minore di L_f, tanto da risultare trascurabile per permeabilità del nucleo maggiore di $40 \div 50$.

Per nuclei di permeabilità minore sarà necessario calcolare separatamente L_0 ed L_f, il che risulta facile poichè, nel caso del toroide, il nucleo non modifica sensibilmente l'andamento del flusso disperso e quindi per calcolarlo ci si può riferire ad una bobina in aria.

Le resistenze R_{cu}, R_p ed R_c sono pure le stesse che si misurano in una identica bobina in aria e quindi sono di facile determinazione.

Il rapporto $\omega L_f / R_f = Q_f$ si può definire come il fattore di merito del ferro. Dalla sua conoscenza si può calcolare esattamente il fattore di merito totale dell'induttore.

In pratica risulta più opportuno considerare una grandezza da esso derivata, chiamata « coefficiente di perdita » nel ferro e data da:

$$[2] \qquad \delta_f = \frac{R_f}{\mu f L_f} = \frac{2\pi}{\mu Q_f}$$

dove: R_f in Ω; μ = permeabilità relativa del nucleo; f in Hz; L_f in H.

Nei nuclei degli induttori per telefonia, come abbiamo già accennato, le induzioni sono estremamente basse: sotto questa condizione e precisamente fino ad induzioni tali che la permeabilità non superi più del 10 %, il suo valore iniziale, il Rayleigh ha trovato che il ciclo d'isteresi del materiale può assimilarsi a due archi di parabola. L'energia dissipata per unità di volume è allora proporzionale alla frequenza e al cubo dell'induzione massima B_M (mentre per induzioni più elevate vale la nota formula di Steinmetz nella quale la perdita cresce con l'esponente 1,6 di B_M).

La perdita di energia dovuta alle correnti parassite nel materiale magnetico è sempre proporzionale al quadrato della frequenza e al quadrato della induzione massima.

Facendo il rapporto fra energia dissipata ed energia immagazzinata nel campo magnetico ed introducendo i parametri elettrici dell'avvolgimento si trova che δ_f è funzione lineare B_M e f secondo la:

$$[3] \qquad \delta_f = \frac{R_f}{\mu f L_f} = C_i B_M + C_f f$$

in cui C_i rappresenta il coefficiente di perdita per isteresi e C_f rappresenta il coefficiente di perdita per correnti parassite.

Inoltre si è osservato che, nei normali nuclei, al tendere di B e di f a zero, δ_f non tende a zero ma ad un valore costante C_r per cui la [3] si deve scrivere:

$$[4] \qquad \delta_f = \frac{R_f}{\mu f L_f} = C_i B_M + C_f f + C_r$$

ove C_r sta ad indicare il valore della perdita residua. Tali perdite residue, che possono ritenersi derivate da un'energia dissipata proporzionale alla frequenza e al quadrato della induzione massima, sono attribuite a fenomeni di viscosità magnetica, a inomogeneità del materiale o a fenomeni magnetostrittivi. In ogni modo il valore di C_r è risultato indipendente dalla frequenza entro una vasta gamma.

Nella espressione di δ_f non compaiono le dimensioni del nucleo: questo coefficiente è quindi elemento caratteristico della qualità del materiale.

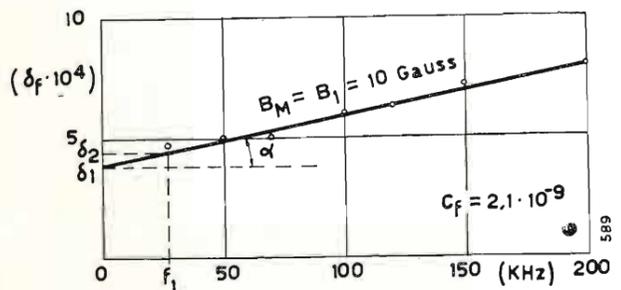



Fig. 2. — Diagramma del coefficiente di perdita in funzione della frequenza.

Valendo la relazione [4], il materiale magnetico è quindi perfettamente determinato dalle quattro grandezze:

$$\mu, \; C_i, \; C_f, \; C_r .$$

La conoscenza separata dei tre coefficienti di perdita è indispensabile in particolare qualora il nucleo lavori ad induzioni non troppo basse ove siano da temere distorsioni prodotte dalla variazione della resistenza equivalente con la tensione applicata.

3. Determinazione dei tre coefficienti di perdita.

La determinazione dei tre coefficienti di perdita su campioni di nuclei (che supporremo qui sempre toroidali) presenta parecchie difficoltà pratiche che consistono non tanto nella separazione dei tre coefficienti quanto nelle misure di δ_f attraverso le quali questi si possono poi calcolare.

Per quanto riguarda infatti la separazione delle tre perdite si potrebbe ad esempio misurare tre valori di δ_f per tre valori diversi (non proporzionali) di B_M e di f e scrivere a mezzo della [4] un sistema di tre equazioni lineari nelle tre incognite C_i, C_f, C_r. Però a causa degli errori abbastanza notevoli che si commettono nella misura di δ_f (come vedremo poi) bisognerebbe ripetere parecchie volte questo procedimento e fare poi la media dei risultati ottenuti.

Il metodo grafico di risoluzione si presenta quindi assai più vantaggioso in quanto permette di rettificare gli errori di misura:

Si esegua una serie di misure di δ_f a vari valori di f mantenendo B_M = costante = B_1. Si tracci su scala lineare il diagramma, che per la [4] deve risultare una retta, dei valori di δ_f in funzione di f. La tangente dell'angolo α che questa retta fa con l'asse delle frequenze è il coefficiente C_f (vedi fig. 2).

Si esegua quindi una seconda serie di misure di δ_f a vari valori di induzione nel nucleo e ad una fre-

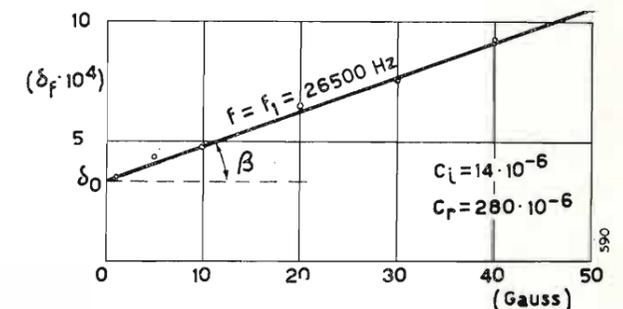



Fig. 3. — Diagramma del coefficiente di perdita in funzione della induzione.

quenza f_1 e si tracci un'altra retta così determinata. Il suo coefficiente angolare è il coefficiente C_i (vedi fig. 3).

Quest'ultima retta taglia l'asse delle δ_f nel punto δ_0 il che significa che alla frequenza f_1 e per $B = 0$ il coefficiente di perdita è uguale a δ_0. Per trovare il coefficiente C_r basterà quindi togliere a δ_0 la differenza $\delta_2 - \delta_1$ letta sul primo diagramma che rappresenta l'ulteriore diminuzione di δ_f nel passare da $f = f_1$ a $f = 0$.

Restano quindi da esaminare le modalità della misura di δ_f. Il valore di δ_f viene dedotto dalla [2] per mezzo dei valori di μ, f, L_f, R_f.

La misura di μ è semplice: essa può essere fatta ad una frequenza anche bassa (1000 Hz) effettuando sul nucleo in prova un avvolgimento qualsiasi e badando bene di non superare nella misura una induzione di qualche decina di gauss. Per calcolare la μ

dalla misura di induttanza bisognerà valutare la induttanza dovuta al solo flusso del nucleo, detraendo dalla induttanza totale misurata la induttanza dispersa. Quest'ultima diventa trascurabile per valori di μ abbastanza elevati o quando l'avvolgimento è composto di un solo strato aderente al nucleo.

Queste misure dànno pure il valore di L_f per cui resta da valutare R_f.

Il valore di R_f può essere valutato misurando il fattore di merito totale della bobina e ricavato per mezzo della [1] una volta noti L_0, R_{cu}, R_p, R_c. La resistenza R_f viene infatti trovata sottraendo alla resistenza di perdita totale R_t le altre resistenze di perdita R_{cu}, R_p, R_c.

Per rendere le misure accettabili bisognerà però determinare R_t per frequenze ed induzioni tali che R_f sia almeno eguale o meglio più grande delle altre resistenze. Perciò mentre normalmente il campo di lavoro dell'induttore si estende al di sotto della frequenza di Q massimo, le misure verranno effettuate al di sopra di tale frequenza. La [4] però ci assicura della validità dei coefficienti trovati anche alle frequenze di lavoro.

Inoltre per non incorrere in laboriosi calcoli e in eccessivi errori nella valutazione di R_p e R_c converrà scegliere accuratamente il tipo di avvolgimento da effettuare sul nucleo in prova. L'avvolgimento si dovrà effettuare in base alle seguenti considerazioni:

a) Allo scopo di rendere minima la resistenza R_{cu} converrà, nel caso di nucleo toroidale, tenere un riempimento assai elevato (maggior volume di rame possibile): ciò implica che l'avvolgimento sia fatto in più strati. In tal caso però gran parte del flusso investe lo stesso conduttore creando perdite per correnti parassite notevoli. Per una bobina avvolta in filo pieno del diametro intorno a 0,2 ÷ 0,5 mm tale effetto comincia a farsi sentire a frequenze assai basse (circa 10 kHz) (vedi fig. 4) (*).

Per misure effettuate sopra tale frequenza, e cioè praticamente per la totalità delle misure, sarà necessario usare filo diviso (Litz). Usando filo Litz

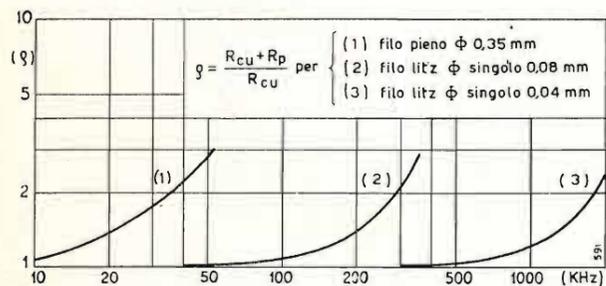



Fig. 4. — Andamento della resistenza del rame in funzione della frequenza.

con il diametro del filo elementare da 0,08 mm la resistenza del rame aumenta già del 10 % a frequenze intorno ai 100 kHz. Si potranno effettuare misure ancora attendibili con questo filo fino a ~ 200 kHz tenendo opportunamente conto dell'aumento della resistenza R_p misurato su una bobina identica al campione, ma in aria.

Usando per l'avvolgimento filo Litz avente il filo singolo di diametro 0,04 la resistenza aumenta del 10 % a frequenze intorno a 800 kHz per cui, tenendo opportunamente conto dell'aumento di R_p, si potranno effettuare misure attendibili fino a 1000-1500 kHz.

(*) Non si confonda tale effetto con il semplice effetto pelle che si manifesta a frequenze assai più elevate.

b) La capacità parassita dell'avvolgimento produce due effetti dannosi: l'aumento apparente della induttanza alle frequenze alte e vicine alla risonanza propria e la comparsa di perdite per cattiva qualità del dielettrico.

Siccome tali effetti sono difficili da esaminare e da portare in conto è opportuno senz'altro effettuare l'avvolgimento in modo da rendere trascurabile tale capacità. Per un avvolgimento su nucleo toroidale di normali dimensioni (36 × 22 × 10 mm) (*) la capacità parassita è pressochè indipendente dal numero di spire e dipende solo dal modo con cui esso è effettuato (a parità di riempimento di rame). Per ridurla conviene suddividere l'avvolgimento in settori a mezzo di opportuni separatori.

Con un avvolgimento in sei settori si ottiene una capacità parassita di ~ 20 ÷ 30 pF.

Siccome la misura della resistenza R_t viene effettuata sintonizzando la bobina con una condensatore, si terrà come valore minimo della capacità di accordo un valore circa 100 volte più grande della capacità parassita (2000-3000 pF). Con ciò viene fissato anche il valore della induttanza di prova data la frequenza massima di misura.

In base a queste considerazioni, e non potendo usare condensatori di accordo di capacità superiore a 100 000 pF per ragioni pratiche, resta fissato il rapporto delle frequenze estreme entro le quali sono possibili le misure:

$$\frac{f_{max}}{f_{min}} = \sqrt{\frac{100\,000}{3000}} \backsimeq 6.$$

c) Grande attenzione deve essere fatta nella scelta dei condensatori di accordo delle bobine in esame. I migliori condensatori a mica o styroflex hanno un angolo di perdita tale che $\text{tg}\delta = 2 \div 3 \cdot 10^{-4}$, pari ad un Q di 3000 ÷ 5000. Usando tali condensatori non sarà necessario tenere conto delle loro perdite fino a valori di Q_t intorno a 300 ÷ 400. In caso contrario bisognerà sottrarre dalla resistenza totale R_t misurata sul circuito accordato anche la resistenza equivalente serie del condensatore. In ogni caso è bene assicurarsi del valore di tg δ dei condensatori usati alle frequenze di lavoro.

Da tutto ciò risulta che per determinare il tipo di avvolgimento che meglio si adatta alla esecuzione delle misure è necessaria una conoscenza sommaria delle caratteristiche magnetiche (permeabilità e perdite) del nucleo. In caso contrario sarà necessario eseguire misure preliminari in modo da trovare la frequenza di massimo Q ed in base a questa, dimensionare l'avvolgimento.

A titolo di orientamento consigliamo:

— per nuclei con $\mu \approx 100$ delle dimensioni 36 × 22 × 10 mm un avvolgimento 150 spire di filo Litz da 0,08 sezione globale ~ 0,3 mm (in sei settori);

— per nuclei con $\mu \approx 50$ delle stesse dimensioni, un avvolgimento di 96 spire di filo Litz da 0,08 sezione globale ~ 0,4 mm (in sei settori);

— per nuclei con $\mu \approx 10$ un avvolgimento di 40 spire con filo Litz da 0,04 sezione globale ~ 1 mm².

Bisognerà curare il distanziamento fra il nucleo ed il filo in modo da non introdurre ulteriori capacità parassite data la presenza del nucleo semiconduttore.

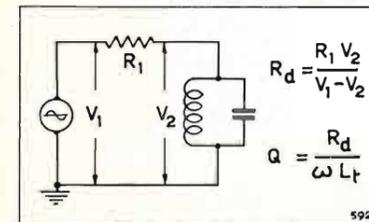
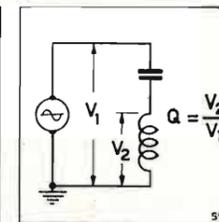
Per quanto riguarda la misura effettiva di δ_f, cioè di R_f, il ponte ad alta frequenza sembrerebbe il più

(*) Le misure indicate corrispondono rispettivamente ai diametri esterno ed interno ed allo spessore del nucleo toroidale.

indicato. In pratica si incontrerebbero parecchie difficoltà per realizzare un ponte universale data la vasta banda di frequenza da coprire e i valori di Q da determinare. Inoltre è necessaria una regolazione entro vasti limiti della tensione applicata alla bobina in esame, cosa non sempre agevole. Infine per effettuare la misura a induzioni ed a frequenze molto basse, dato il piccolo numero di spire, la tensione applicata alla bobina può risultare assai bassa per cui l'azzeramento del ponte potrebbe risultare assai difficoltoso.

Per tutte queste ragioni è preferibile determinare la resistenza equivalente in serie della bobina per mezzo di una misura del fattore di merito Q di un circuito accordato formato dalla bobina in esame e da un condensatore, come sopra accennato.

Il valore di Q si potrà determinare o a mezzo di una misura di resistenza dinamica di un circuito

Fig. 5. Fig. 6.

Determinazione del fattore di merito Q di un circuito antirisonante (fig. 5) e risonante (fig. 6).

antirisonante oppure del coefficiente di sovratensione di un circuito risonante secondo gli schemi delle figure 5 e 6.

Nel primo caso si dovrà scegliere $R_1 \gtrless R_d$ affinchè la differenza $V_1 - V_2$ non risulti affetta da errori notevoli.

Nel secondo caso si dovrà disporre di un generatore di resistenza interna molto bassa allo scopo di non falsare la misura di V_1 per le armoniche della frequenza di risonanza che si rendono ivi evidenti.

In ogni caso sarà necessario usare per la misura di V_2 voltmetri a resistenza di ingresso elevatissima (> 10 M ohm) per non peggiorare il Q del circuito. (Ingresso a ripetitore catodico o voltmetro a diodo).

Dal valore di Q_t così trovato si può trovare a mezzo della [1] il valore di R_f e di qui con la [2] il valore di δ_f.

Poichè in questi calcoli si devono eseguire differenze di valori misurati (R_t, R_{cu}, R_p) è indispensabile

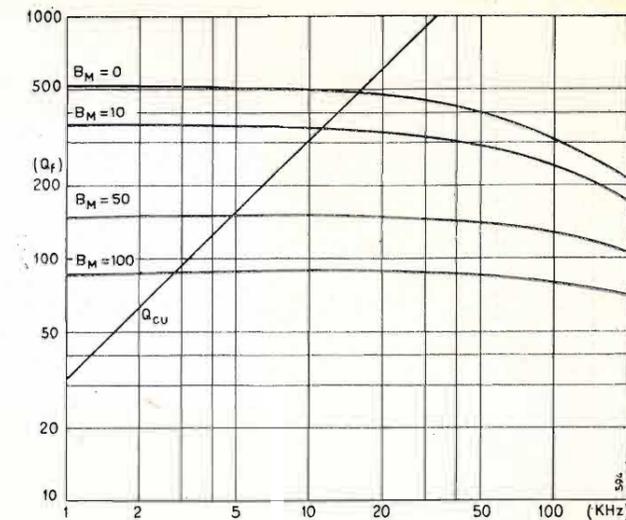



Fig. 7. — Fattore di merito del ferro in funzione della frequenza per diversi valori dell'induzione.

eseguire le varie misure con la massima accuratezza poichè nelle differenze evidentemente gli errori aumentano. Pur tuttavia con il metodo indicato si ottengono approssimazioni finali sulle misure di δ_f dell'ordine del 10 % che sono perfettamente tollerabili data la disuniformità di produzione dei nuclei. Naturalmente questo sistema può essere seguìto anche per la determinazione della resistenza complessiva della bobina in aria che serve per conoscere l'esatto valore di R_p.

A titolo di esempio sono riportati nelle figure 2 e 3 i risultati di una serie di misure su un nucleo delle dimensioni 36 × 22 × 10 mm avente $\mu = 43$, con un avvolgimento di 96 spire di filo Litz da 0,08. Si noti come gli scarti dalla linearità delle due serie di misure sono assai modesti e imputabili ad errori di misura per cui resta pure confermata la equazione [4].

Nella figura 7 sono riportate infine le curve relative al fattore di merito del ferro per il nucleo in questione calcolate coi coefficienti trovati, per vari valori di B_M, unitamente alla retta che rappresenta il Q del rame per un riempimento normale, trascurando l'effetto delle correnti parassite. (147)

L'A. ringrazia vivamente l'ing. G. Monti Guarnieri, Direttore Tecnico Radio della F. I. Magneti Marelli, dei preziosi consigli elargiti durante la messa a punto del metodo descritto.

LINEA DI RITARDO ELETTRONICA

DOTT. ING. GIAN FRANCO RAFFO
della RAI

SOMMARIO - Si descrive una linea elettronica per ritardi variabili con continuità da 0,2 a 3 μs su segnali a forma di impulso. Ogni fronte di un impulso in entrata pilota un multivibratore monostabile. I secondi fronti degli impulsi dei monostabili pilotano un multivibratore bistabile, che ricostruisce quindi fedelmente ogni impulso in ingresso, dopo un tempo pari alla durata dell'impulso dei multivibratori monostabili. Tale linea può servire a equalizzare i ritardi introdotti dai cavi sui circuiti video di un grande impianto di ripresa TV.

1. Impiego della linea di ritardo in TV.

Nei grandi impianti fissi di ripresa televisiva, uno stesso generatore di impulsi può essere chiamato a pilotare diverse apparecchiature di ripresa (telecamere, telecinema), distanziate variamente dal generatore stesso. Questo fornisce impulsi piloti e segnali di cancellazione (alle frequenze di riga e di quadro) alle apparecchiature di ripresa; fornisce inoltre il segnale di sincronismo composto (detto anche supersincro), da mescolare al segnale video proveniente dalle apparecchiature di ripresa.

Ammesso che l'apparecchiatura di mescolazione sia posta nelle immediate vicinanze del generatore di impulsi, i segnali di cancellazione dovranno compiere due volte il percorso fra generatore e apparecchiature di ripresa, prima che avvenga la mescolazione; perciò tali segnali subiranno, rispetto al supersincro, un ritardo pari al doppio di quello spettante alla lunghezza del cavo.

Se si vogliono commutare fra di loro le apparecchiature di ripresa, senza interrompere la trasmissione, bisogna evitare che il diverso ritardo subito dai segnali lungo i cavi si traduca in un brusco spostamento di fase dei segnali di cancellazione rispetto ai segnali di sincronismo all'atto della commutazione.

Il ritardo introdotto da una linea in cavo è espresso in generale da:

$$t = \frac{1}{3} 10^{-10} \, l \sqrt{k} \quad \text{(s, cm)}$$

ove: t = ritardo in secondi; l = lunghezza del cavo in cm; k = costante dielettrica del dielettrico.

I cavi coassiali del tipo normalmente usato per segnali video sono isolati con resine polietileniche che hanno in media $k = 2{,}25$: bastano allora 200 m di cavo per introdurre un ritardo di 1 μs all'andata e di 2 μs per l'intero percorso di andata e ritorno.

Tale ritardo deforma il piedestallo dei segnali di sincronismo, alterando la durata del tratto del segnale di cancellazione che precede (front porch) e che segue (back porch) l'impulso di sincronismo. Ciò può avere gravi conseguenze allorchè si faccia passare il segnale video composto in quei particolari circuiti chiamati « clamp », che hanno il compito di riportare a un livello di tensione fisso il « back porch ».

Inoltre la subitaneità con cui tale sfasamento si verifica è deleteria agli effetti della tenuta del sincronismo da parte dei ricevitori.

Per ovviare a questi inconvenienti, si può adottare una delle due soluzioni seguenti:

a) ritardare opportunamente i segnali video provenienti dalle apparecchiature più vicine, in misura tale da compensare la minor lunghezza di cavo;

b) ritardare in modo analogo i segnali di cancellazione (blanking) e di comando (driving) mandati alle apparecchiature di ripresa più vicine.

Data la larghezza di banda spettante al nostro « standard », la prima soluzione, che richiederebbe un numero minore di dispositivi ritardanti, risulta poco pratica; bisogna allora adottare la soluzione *b*); si tratta dunque di far subire ai segnali di sincronismo un ritardo dell'ordine dei microsecondi, senza deformare in alcun modo i segnali stessi, per non compromettere, in ricezione, la qualità dell'interlacciamento e quindi il dettaglio dell'immagine.

2. Dispositivi di ritardo per segnali elettrici.

Per ritardare un segnale elettrico, si possono seguire concettualmente due vie: una richiede di far passare l'informazione in un quadripolo passivo nel quale la perturbazione si propaghi con velocità finita; l'altra consiste nell'immagazzinare l'informazione in un dispositivo dotato di facoltà di « memoria », onde riprodurla dopo un tempo noto.

La tecnica della rete ritardante impiega i seguenti dispositivi:

a) il comune cavo coassiale, praticamente non usato per questo scopo a causa dell'ingombro e della attenuazione;

b) il cavo ritardatore, derivato dal precedente attraverso modifiche intese ad aumentarne l'induttanza e la capacità: in esso infatti uno dei conduttori si è mutato in un'elica avvolta uniformemente a distanza ridottissima dall'altro conduttore;

c) linea artificiale a parametri concentrati, costituita da un certo numero di cellule di filtro passa-basso;

d) linea supersonica, utilizzante la finita velocità di propagazione delle onde acustiche per ottenere il ritardo di segnali elettrici, che vengono trasformati in onda acustica all'ingresso e ricavati dall'onda stessa all'uscita mediante opportuni trasduttori elettromeccanici; data la minore distorsione subita, a parità di ritardo, dalle onde acustiche rispetto alle onde elettromagnetiche, si possono conseguire, con questo sistema, ritardi maggiori.

La tecnica dell'immagazzinamento fa uso in generale di particolari tubi a raggi catodici, contenenti una superficie che può essere caricata dal pennello elettronico per registrare l'informazione lungo l'asse dei tempi, e che può essere in seguito scaricata per ricuperare, sotto forma di segnale elettrico, l'informazione registrata. Si noti, a questo proposito, che i più comuni tubi da ripresa TV (Iconoscopio, Orthicon) non sono che particolari tubi a immagazzinamento, la cui superficie dotata di « memoria » è altresì fotoemittente.

Quando il segnale da ritardare sia in forma di impulsi, si è pensato di immagazzinarlo in altro modo, senza ricorrere a tubi elettronici speciali: si è studiata una linea di ritardo elettronica, in cui i transitori corrispondenti ai fronti di ogni impulso vengono « immagazzinati » da un multivibratore monostabile, capace di riprodurli dopo un tempo noto. Come è chiaro, questo sistema riduce il contenuto dell'informazione da ritardare alle funzioni unitaria positiva e unitaria negativa, ove per funzione unitaria negativa si intende una funzione discontinua del tempo sempre nulla per $t > 0$ e uguale all'unità per $t \leq 0$.

La scelta fra questi vari metodi di ritardo dipende anzitutto dall'entità del ritardo richiesto: le linee elettromagnetiche sono le più usate fino a qualche microsecondo, le linee acustiche fino ai millisecondi, i tubi ad immagazzinamento fino ai secondi. Le linee elettroniche, con opportuni artifici consistenti nel moltiplicare i multivibratori monostabili, possono coprire tutta la gamma di ritardi, dalla frazione di microsecondo, al secondo.

3. Requisiti della linea da adottare.

Le caratteristiche fondamentali di una linea di ritardo sono: l'impedenza all'ingresso e all'uscita, il ritardo introdotto, la perdita di inserzione, le distorsioni.

Nel caso esaminato al paragrafo 1 la linea deve adattarsi all'impedenza caratteristica dei cavi coassiali usati in TV, che è nell'ordine delle diecine di ohm; il ritardo deve essere, come abbiamo visto, dell'ordine dei microsecondi; la perdita di inserzione dovrà essere mantenuta bassa, ma non è causa di serie preoccupazioni, dato che è in nostro potere aumentare entro certi limiti la tensione del segnale all'ingresso della linea.

L'unico requisito stringente è quello riguardante le distorsioni. La linea non dovrà anzitutto presentare distorsione di ampiezza: i suoi parametri caratteristici dovranno quindi essere indipendenti dal segnale.

Per stabilire la banda di frequenza entro cui la linea non dovrà introdurre sensibili distorsioni di frequenza e di fase, occorre descrivere il segnale da ritardare per mezzo dei cosidetti spettri di frequenza e di fase, curve che esprimono in funzione della frequenza, l'ampiezza e la fase relativa delle componenti armoniche del segnale.

I segnali di sincronismo di riga possono essere assimilati ad una successione periodica di impulsi trapezoidali, rappresentabili quindi dalla serie di Fourier per tutti i valori del tempo. Si ponga la serie di Fourier nella forma:

$$[1] \quad f(t) = \frac{a_0}{2} + a_1 \cos \omega t + a_2 \cos 2\omega t + \ldots + a_n \cos n\omega t + b_1 \operatorname{sen} \omega t + b_2 \operatorname{sen} 2\omega t + \ldots + b_n \operatorname{sen} n\omega t$$

ove:

$$[2] \quad a_n = \frac{2}{T} \int_{-T/2}^{T/2} f(t) \cos n\omega t \, dt$$

$$[3] \quad b_n = \frac{2}{T} \int_{-T/2}^{T/2} f(t) \operatorname{sen} n\omega t \, dt .$$

Rappresentiamo in figura 1 il segnale in esame, disponendo un impulso simmetricamente rispetto all'origine; in tal caso si ottiene una funzione pari per la quale, com'è noto, i termini di tipo b_n risultano nulli.

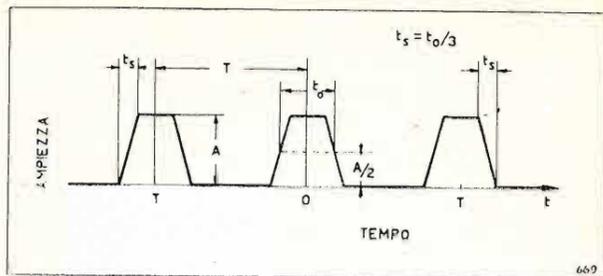



Fig. 1. — Successione periodica di impulsi trapezoidali.

Ciò non lede la generalità dell'analisi trattandosi soltanto di una scelta arbitraria dell'origine dei tempi, che verrà mantenuta nel corso della trattazione.

Integrando la [2] per il caso di impulso trapezoidale, di ampiezza A, di durata t_0 misurata al livello medio e di tempo di salita t_s, si ottiene, dopo alcuni semplici passaggi:

$$[4] \quad a_n = 2At_0 f \frac{\operatorname{sen} \pi n f t_0}{\pi n f t_0} \frac{\operatorname{sen} \pi n f t_s}{\pi n f t_s} .$$

Lo spettro di fase è ovviamente nullo per tutte le componenti. Lo spettro di frequenza si ottiene dalla [3] assegnando a n valori interi da zero a infinito. La figura 2 mostra un certo numero delle componenti armoniche rappresentate in funzione della frequenza. Si noti che lo spettro risulta dal prodotto di due termini della forma sen x/x; ognuno di questi termini produce una serie propria di zeri dello spettro, alle frequenze multiple rispettivamente di $1/t_0$ e di $1/t_s$ Hz.

Nel caso in esame il tempo di salita è assai minore della durata degli impulsi: per i segnali di sincronismo di riga è $t_s \cong t_0/20$. Il primo zero per i termini esprimenti la durata degli impulsi cade a frequenza $1/t_0$, in questo caso più bassa di quella dello zero per i termini esprimenti il tempo di salita, che è pari a $1/(2t_s)$.

Limitando la banda trasmessa senza distorsioni al primo zero per il tempo di salita, quest'ultimo non verrà aumentato: le componenti a frequenze superiori servono solo a rendere sempre più vivi gli spigoli del trapezio e quindi si possono trascurare.

Si conclude che la linea di ritardo, per non aumentare la durata dei fronti degli impulsi, durata che le norme dello Standard fissano a 0,256 µs, non dovrà distorcere le componenti armoniche fino alla frequenza

$$f = \frac{1}{2 t_s} \cong 2 \text{ MHz}.$$

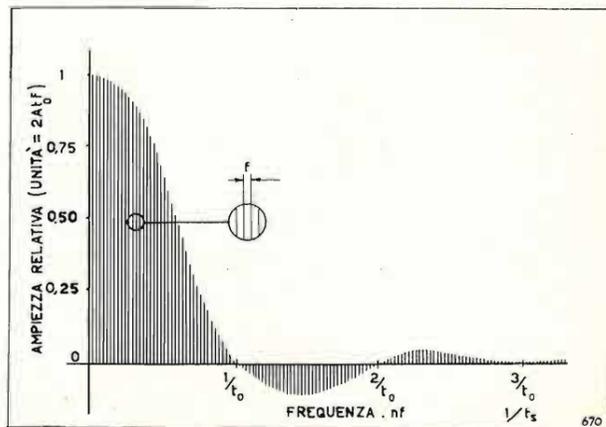



Fig. 2. — Spettro di frequenza di un impulso trapezoidale.

4. Linea elettronica di ritardo.

Trattandosi di segnali a carattere impulsivo, si può usare una linea di ritardo elettronica: questa, essendo basata sul principio di ricostruire per intero ogni impulso dopo un certo tempo, non introduce né attenuazioni né distorsioni di alcun genere sul segnale. Inoltre il ritardo può essere reso variabile con continuità, il che, pur avendo scarso interesse per l'applicazione in esame, può avere notevole importanza in altri casi.

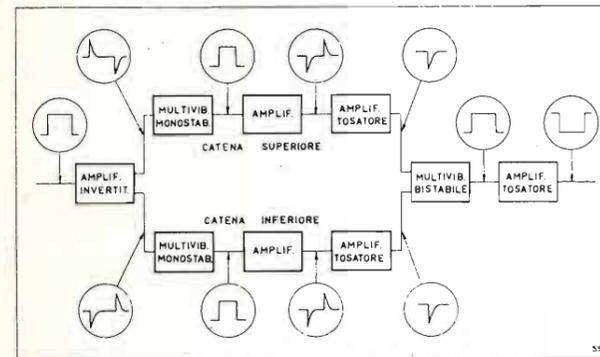



Fig. 3. — Schema a blocchi di linea elettronica di ritardo.

Il dispositivo studiato, completamente originale per quanto ci consta, funziona concettualmente secondo il seguente schema (vedi fig. 3): ogni impulso che supporremo rettangolare per semplicità, viene sdoppiato, previa amplificazione, in due segnali in opposizione di fase. Ognuno di questi viene differenziato (fig. 4), perciò il segnale positivo corrisponde al primo fronte (salita) dell'impulso originale nella catena superiore (fig. 3) ed al secondo fronte (discesa) nella catena inferiore. Ciascun segnale positivo pilota un multivibratore monostabile che, a sua volta, produce un segnale rettangolare di durata variabile.

Tale durata, che va da 0,2 a 3 µs, costituisce il ritardo introdotto dalla linea. Infatti il segnale di ogni multivibratore monostabile viene amplificato e differenziato; i picchi corrispondenti al secondo fronte di ogni multivibratore monostabile pilotano un multivibratore bistabile che ricostituisce l'impulso rettangolare originale, dopo il ritardo desiderato.

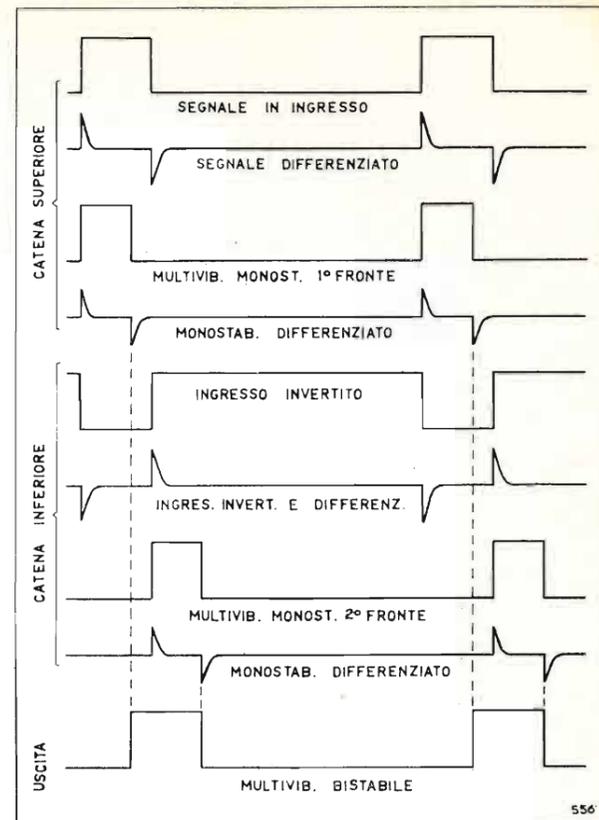



Fig. 4. — Forme d'onda del dispositivo elettronico di ritardo.

La realizzazione di un tale schema concettuale ha presentato alcune difficoltà pratiche causate dalla larga banda passante richiesta ad ogni elemento della catena e sopratutto dal limite inferiore del ritardo, che impone stringenti requisiti ai multivibratori monostabili. Lo scopo è stato tuttavia raggiunto in modo soddisfacente mediante il dispositivo riprodotto secondo lo schema elettrico in figura 5, realizzato in sede sperimentale nel Laboratorio Esperienze della RAI.

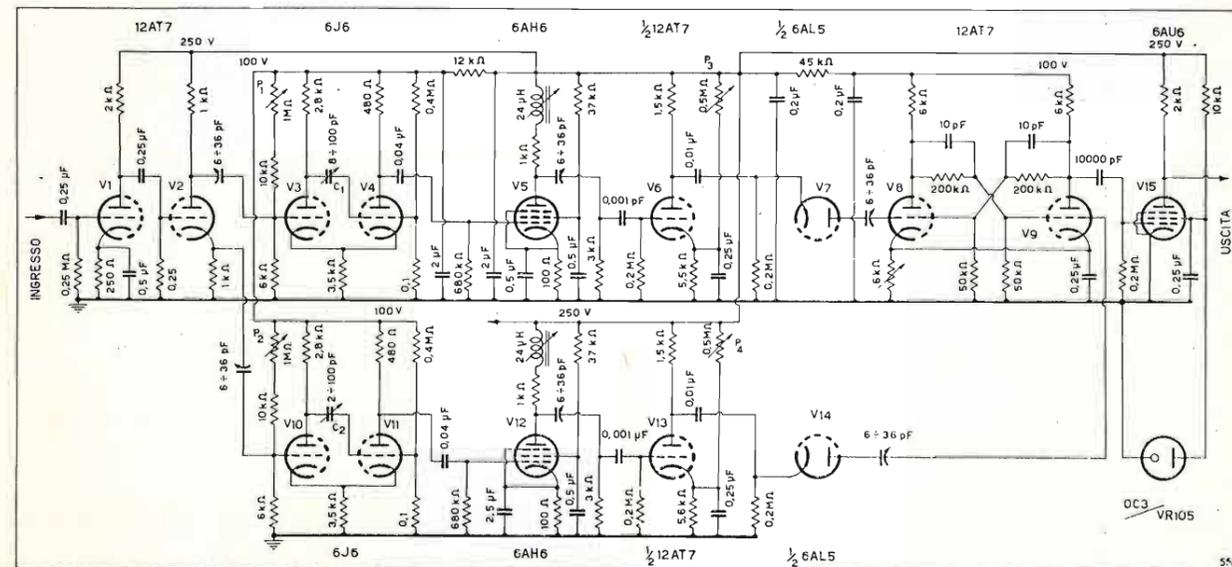



Fig. 5. — Schema elettrico di linea elettronica di ritardo.

L'impulso da ritardare, di ampiezza 4 V picco a picco, viene amplificato nel tubo V_1 (½ 12AT7) quindi entra in V_2 (½ 12AT7) che è un investitore di fase. L'uscita di catodo fornirà il primo fronte dell'impulso da ritardare. Infatti l'impulso, con polarità positiva, viene differenziato; il picco positivo, sblocca V_{10} (½ 6J6) che è il tubo normalmente interdetto di un multivibratore monostabile.

Dopo un tempo variabile da 0,2 a 3 μs, regolabile con P_2 o con C_2, V_{10} si interdice e l'impulso del monostabile, preso sulla placca di V_{11}, ha termine. Questo impulso viene amplificato nell'amplificatore compensato V_{12} (6AH6), differenziato e amplificato nell'amplificatore tosatore V_{13} (½ 12AT7), che lascia i soli picchi negativi. Con P_4 si regola il livello di tosatura.

Attraverso un diodo separatore V_{14} (½ 6AL5) e un condensatore variabile da $6 \div 36$ pF il picco negativo blocca V_9 (½ 12AT7), prima metà di un multivibratore bistabile.

L'uscita di placca di V_2 attraverso un'analoga catena fornirà un picco negativo ritardato rispetto al secondo fronte dell'impulso in ingresso di un tempo variabile regolato da P_1 e C_1. Questo picco blocca V_8 (½ 12AT7) che è l'altra metà di un multivibratore bistabile.

Sulla placca di V_9 si ricava allora un impulso positivo con la stessa durata di quello in ingresso, ma ritardato; tale impulso viene tosato e squadrato dal tubo V_{15} (6AU6), onde riportare i fronti entro i limiti imposti dalle norme.

L'ampiezza sulla placca di V_{15} è di 30 V picco a picco. Lo schermo di V_{15} è stabilizzato con una VR 105, onde evitare che impulsi di diversa grandezza vengano amplificati diversamente dal pentodo.

La linea elettronica risponde a impulsi da 30 Hz a 150 kHz. Asservendo meccanicamente C_1 e C_2 e ricorrendo a compensatori in serie e parallelo si può ottenere il comando unico per il ritardo dei due fronti in modo contemporaneo. Una tale linea può essere realizzata con qualunque valore di impedenza di ingresso: in uscita, alimentando con V_{15} un amplificatore catodico (cathode follower) si ottiene agevolmente lo stesso risultato.

I vantaggi del sistema sono essenzialmente i seguenti: il ritardo può variare con continuità entro ampi limiti; la perdita di inserzione può essere addirittura negativa, come nel caso sopra descritto; non esistono distorsioni, dato che l'impulso viene ricostruito da un multivibratore.

Inconvenienti del sistema sono: la notevole complicazione, la necessità di manutenzione, la presenza di tubi elettronici, che rappresentano cospicue fonti di inconvenienti durante l'esercizio.

Essendo la sicurezza di esercizio in un impianto TV di importanza preminente, sono state studiate per questo problema linee di ritardo passive di particolari caratteristiche, su cui ci riserviamo di trattenerci in altra occasione.

Comunque, ove si richieda la variabilità continua del ritardo di un segnale impulsivo, la linea elettronica è la sola in grado di risolvere il problema in modo soddisfacente.

(144)

BIBLIOGRAFIA

1 - BLACKBURN J. F.: *Components Handbook*. Ed. Mc Graw Hill.

2 - WILLIAMS H. P.: *Waveforms*. Ed. Mc Graw Hill.

3 - REINTJES J. F. - COATE G. T.: *Principles of Radar*. Ed. Mc Graw Hill.

PONTE RADIO A ONDE METRICHE MODULATE DI FREQUENZA TORINO - AOSTA

LUIGI PONZIO
della RAI

SOMMARIO - Si descrive il ponte radio musicale a onde metriche modulate di frequenza Torino - Aosta, con posto ripetitore intermedio a Plateau Rosà, che serve ad alimentare un trasmettitore a onda media modulata di ampiezza installato nelle vicinanze della città di Aosta.

Già da tempo la Radio Italiana aveva riconosciuto l'opportunità di installare presso Aosta un trasmettitore di radiodiffusione a onda media modulata di ampiezza per migliorare nella zona la ricezione di uno dei suoi programmi; ma per alcuni anni il progetto non poté essere attuato per la mancanza di un circuito musicale fra quella città e la rete nazionale in cavo.

Nemmeno l'entrata in servizio dei trasmettitori a onde metriche modulate di frequenza di Torino-Eremo e del Monte Penice consentì di risolvere rapidamente il problema con la tecnica della ritrasmissione pura e semplice del programma a mezzo di ricevitori relé (tecnica molto diffusa e nota in Germania sotto il nome di *Ballempfang* e adottata da qualche tempo con successo anche dalla RAI) perché Aosta è situata oltre l'orizzonte elettrico dei trasmettitori ora ricordati e sul percorso quanto mai accidentato non si verifica alcuno di quei fenomeni di semplice diffrazione su creste montane che pure in altri casi hanno consentito di stabilire ottimi collegamenti del genere, anche in presenza di ostacoli.

Fig. 1. — Planimetria del collegamento.

Venne deciso quindi di tentare, utilizzando come stazione di partenza una delle stazioni M. F. di Torino-Eremo, un collegamento più complesso dotato di un posto ripetitore intermedio ad alta quota, ove fosse possibile ricevere bene le emissioni di Torino e reirradiarle verso Aosta. Il posto ripetitore, dopo varie ricerche e prove a cui si accennerà in seguito, è stato montato a Plateau Rosà, alla quota di circa 3500 metri sul mare; la stazione ricevente terminale del collegamento è stata installata nella località di Peroulaz che è situata sulla falda nord del Monte Emilius, alla quota di 1300 metri sul mare, e domina la città di Aosta. Nello stesso luogo è stato installato anche il trasmettitore di radiodiffusione a onda media alimentato dal collegamento (fig. 1).

Tali località furono prese in considerazione per il fatto che ambedue erano accessibili tutto l'anno (il Plateau Rosà è, come è noto, terminale di una delle funivie del Cervino) che ambedue erano fornite di energia elettrica, che in ambedue erano disponibili locali per ospitare le apparecchiature del collegamento. Va però osservato, che mentre esisteva visibilità fra Peroulaz e il Plateau Rosà (fig. 2) non altrettanto avveniva (fig. 3) fra il Plateau Rosà e l'Eremo. Comunque fu subito accertato che il campo a 3 m dal suolo prodotto al Plateau Rosà dal trasmettitore MF di Torino-Eremo (frequenza di 95,9 MHz, potenza di 3 kW, antenna del tipo *dognuts* a 4 elementi con guadagno di potenza di 3,6) si manteneva pressoché costante intorno ai 500 μV/m. Se si adoperava come antenna ricevente un semplice dipolo si riscontrava una leggera riflessione, probabilmente sulla parete del Cervino, i cui effetti potevano comunque essere completamente eliminati con l'uso di un'antenna ricevente direttiva costituita da un dipolo con riflettore e direttore. Tuttavia, trattandosi di una ricezione dovuta evidentemente a diffrazione e per accertare l'eventuale influenza delle particolari variabilissime condizioni meteorologiche della località (precipitazioni intense a carattere nevoso, tormente, bufere con violente scariche elettriche) si ritenne opportuno misurarla e controllarla per oltre un anno. I risultati essendo stati più che soddisfacenti, si procedette allo studio delle apparecchiature del posto concludendo che il sistema più conveniente fosse quello di un ripetitore a conversione di frequenza.

L'apparecchiatura è stata progettata e costruita dal Laboratorio-Officina della RAI e può essere considerata come costituita da due sezioni. La prima (fig. 4), che si chiamerà ricevitore, funziona nel modo seguente:

Il segnale a radiofrequenza a $f_1 = 95{,}9$ MHz, modulato di frequenza, captato dall'antenna, viene applicato ad uno stadio amplificatore a R. F. V_1 e quindi ad uno stadio convertitore; ivi, con sovrapposizione di una tensione di frequenza $f_1 + 18$ MHz ottenuta triplicando in V2b la frequenza di un oscillatore locale V2a, controllata mediante un tubo di reattanza, tale segnale viene convertito in un segnale a frequenza intermedia di 18 MHz. Al convertitore seguono due stadi amplificatori a frequenza intermedia V_5 e

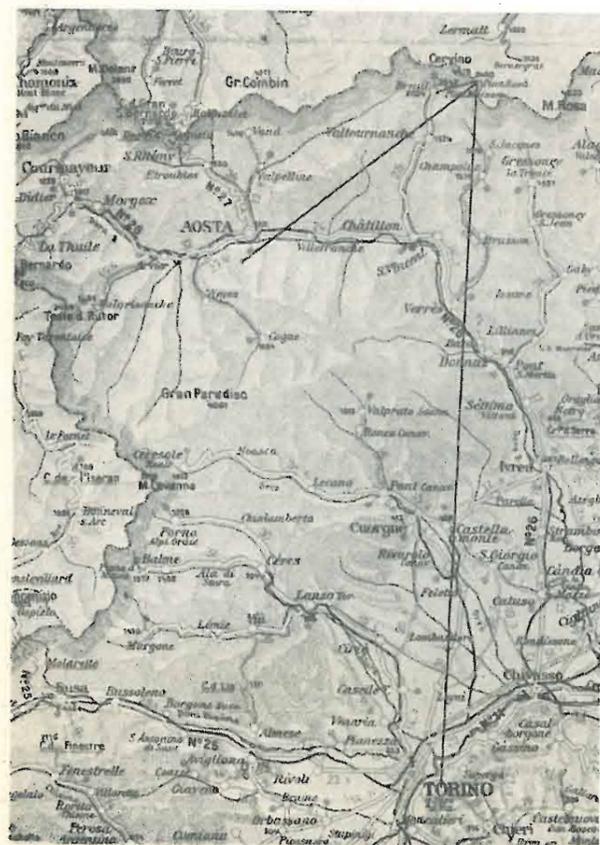
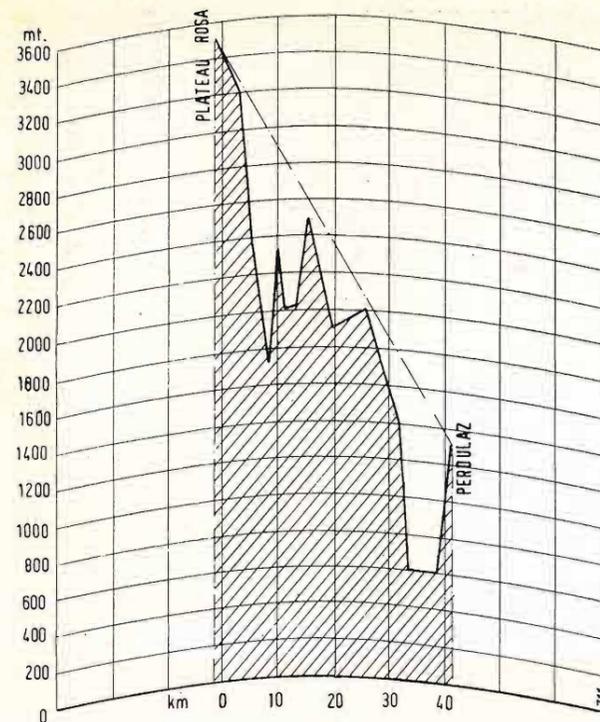



Fig. 2. — Profilo altimetrico Plateau Rosà-Peroulaz.

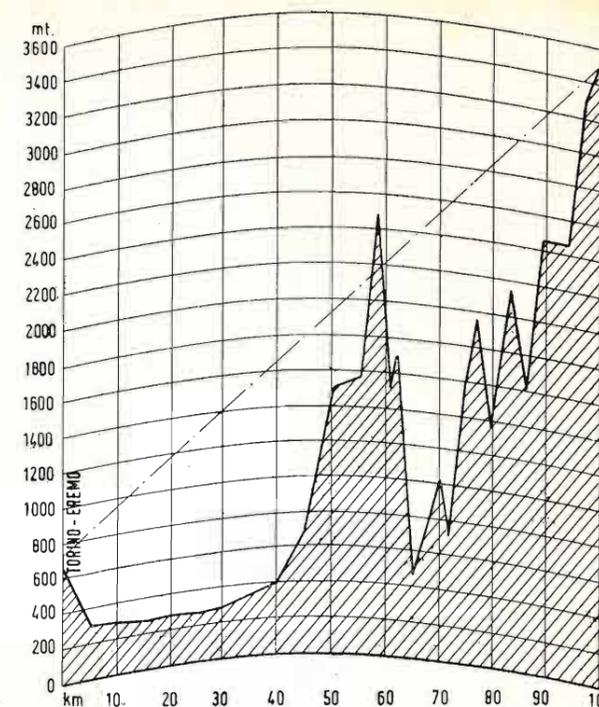



Fig. 3. — Profilo altimetrico Torino Eremo-Plateau Rosà.

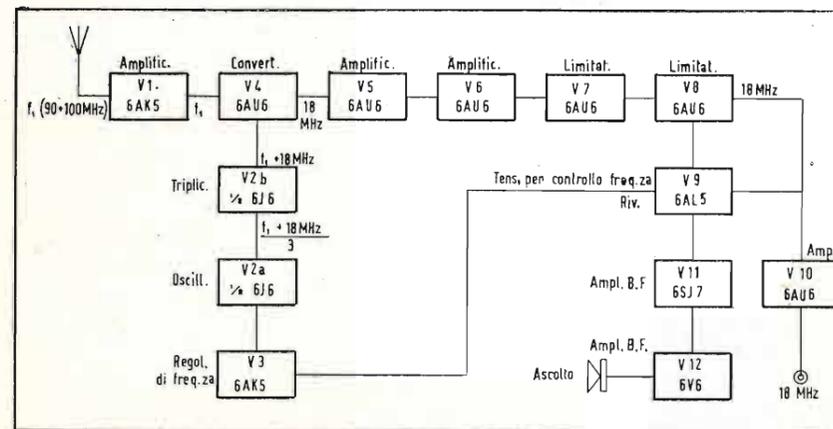



Fig. 4. — Schema di principio del ripetitore di Plateau Rosà: ricevitore.

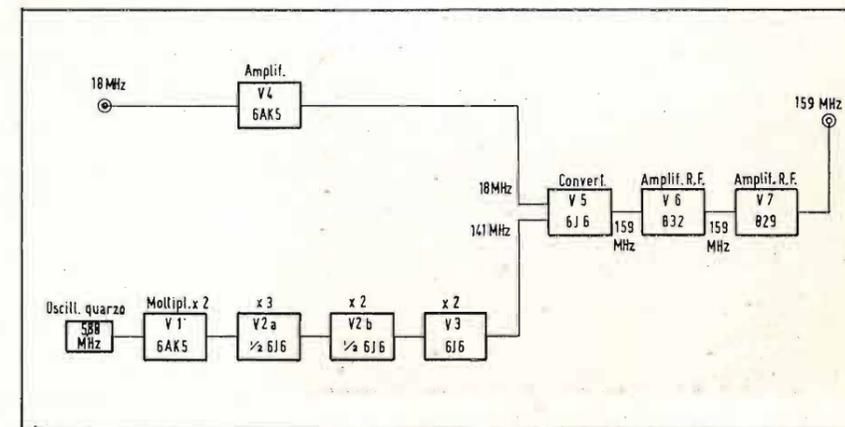



Fig. 5. — Schema di principio del ripetitore di Plateau Rosà: trasmettitore.

V_6 e due stadi limitatori V_7 e V_8. Dall'uscita del secondo limitatore si va da una parte a uno stadio di uscita V_{10} che fornisce una tensione modulata di frequenza, sempre a 18 MHz, del valore di 1 V su 70 ohm; da un'altra parte si va a un discriminatore V_9 (seguito da due stadi amplificatori ad audiofrequenza V_{11} e V_{12}) che demodula il segnale a 18 MHz per l'ascolto in altoparlante. La tensione di uscita del discriminatore, opportunamente filtrata, viene adoperata altresì per il controllo della frequenza dell'oscillatore locale nel regolatore V_3.

La tensione a radiofrequenza modulata uscente dallo stadio finale V_{10} della sezione ora descritta viene condotta mediante un cavo coassiale alla seconda sezione dell'apparecchiatura, che chiameremo trasmittente, rappresentata schematicamente nella figura 5. La tensione stessa attraversa dapprima uno stadio amplificatore V4, viene quindi applicata ad uno stadio convertitore V5 nel quale viene sovrapposta la frequenza di 141 MHz ottenuta moltiplicando rispettivamente per 2, 3, 2, 2 negli stadi V1 V2a V2b e V3 la frequenza di 5,88 MHz di un oscillatore a quarzo. Dal convertitore si ottiene una frequenza di 159 MHz, modulata con lo stesso indice di modulazione della frequenza intermedia di 18 MHz, che viene amplificata negli stadi V6 e V7, di cui il secondo, attraverso un cavo coassiale da 60 ohm, fornisce all'antenna trasmittente la potenza di 50 W. Il quarzo dell'oscillatore è del tipo con taglio AT, per avere la massima stabilità di frequenza senza l'uso di termostato.

Completano l'impianto gli alimentatori stabilizzati necessari a fornire le tensioni richieste per il funzionamento delle apparecchiature, un ricevitore di controllo sulla frequenza di 159 MHz, regolatori statici di tensione e un gruppo convertitore motore-alternatore, alimentato da una batteria stazionaria, per fornire energia quando manca quella della rete.

Tutto l'impianto è in doppio, con possibilità di commutazione sia automatica sia manuale dall'uno all'altro complesso in caso di avarie. Inoltre un interruttore orario mette in servizio il ripetitore a ore prestabilite.

Una cura particolare ha richiesto l'installazione delle antenne dato che nella località si possono avere venti con velocità di oltre 150 km/ora, imponenti formazioni di ghiaccio sulle strutture metalliche e

Fig. 6. — Antenna ricevente a onda metrica di Peroulaz.

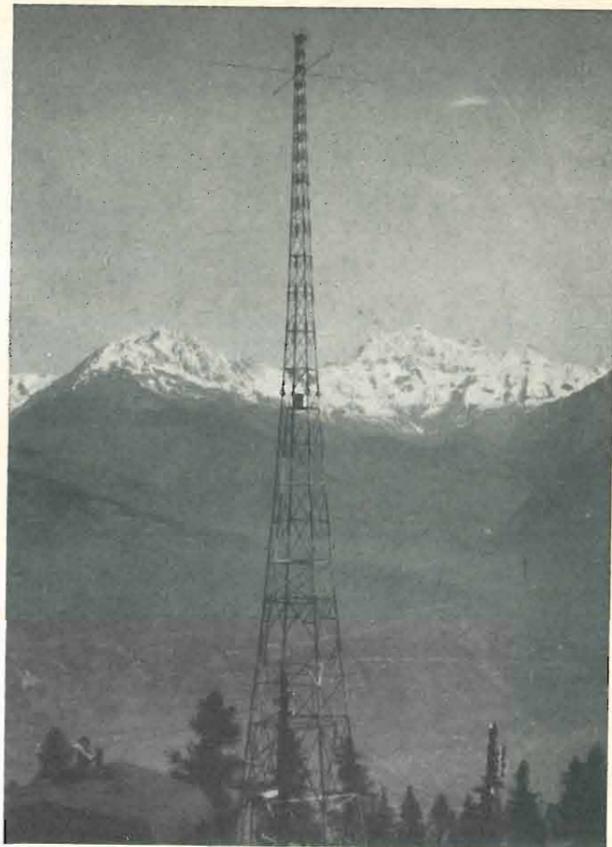



Fig. 7. — Antenna del trasmettitore a onda media di Peroulaz.

temperature notevolmente basse (fino a —30°C). Per la ricezione è stata adoperata un'antenna Rohde e Schwarz, riprodotta nella fotografia in copertina, costituita da un dipolo, un riflettore e un direttore. Per la trasmissione è stata adoperata un'antenna della stessa ditta a due piani, ciascuno con un dipolo attivo e un riflettore. Le antenne sono collegate alle apparecchiature corrispondenti mediante cavi coassiali isolati in politene, armati e jutati, aventi una impedenza caratteristica di 60 ohm.

A Peroulaz è stata installata (fig. 6) un'antenna ricevente uguale a quella trasmittente di Plateau Rosà, avente come questa un guadagno di potenza di 5. Essa è collegata, per mezzo di cavo coassiale, a due ricevitori relé (Ballempfänger) pure della ditta Rohde e Schwarz, uno di riserva all'altro. Grazie all'impiego di tali ricevitori di alto pregio e per il fatto che nel posto ripetitore di Plateau Rosà non avviene alcuna demodulazione e successiva modulazione, la qualità della ricezione a Peroulaz è veramente ottima e dalle misure effettuate risulta che la risposta di frequenza, la distorsione armonica e il rumore di fondo risultanti del collegamento non differiscono sostanzialmente da quelli misurati sul trasmettitore iniziale di Torino-Eremo.

A Peroulaz il programma ricevuto viene ritrasmesso a onda media modulata di ampiezza, per la città di Aosta e i suoi dintorni, da un trasmettitore automatico dotato dell'antenna autoportante alta 95 m, visibile nella figura 7.

È doveroso ricordare che l'esecuzione delle prove e la realizzazione del collegamento sono state assai facilitate dalla cordiale collaborazione dell'Aeronautica militare (che gestisce due stazioni meteorologiche a Plateau Rosà ed a Peroulaz) alla quale la RAI porge qui i suoi più vivi ringraziamenti. (158)

FABBRICA ITALIANA VALVOLE RADIO ELETTRICHE

BOLLETTINO D'INFORMAZIONI

DEL SERVIZIO CLIENTI

ANNO VI - N. 43
Luglio 1953

Nuovi dati di impiego della 35QL6, pentodo amplificatore di potenza

Ai dati che sono pubblicati sul nostro Manuale Tubi Riceventi per la valvola 35QL6 e che sono stati pubblicati anche sul Bollettino n. 38, vanno aggiunte le nuove condizioni di impiego seguenti:

Tensione anodica	225 V
Tensione di griglia schermo (G_2)	130 V
Tensione di griglia 1	—8,5 V
Corrente anodica in assenza di segnale	36,2 mA
Corrente anodica con massimo segnale	41,2 mA
Corrente di schermo in assenza di segnale	5,9 mA
Corrente di schermo con massimo segnale	12 mA
Resistenza anodica	26,6 kΩ
Transconduttanza	7700 μA/V
Resistenza di carico	5000 ohm
Potenza d'uscita con 10% di distorsione totale	3,6 W
Tensione d'ingresso corrispondente (val. eff.)	5,3 V
Potenza d'uscita con massima tensione d'ingresso	4,5 W
Tensione d'ingresso corrispondente (val. eff.)	6 V

Queste condizioni sono particolarmente indicate per la utilizzazione della 35QL6 in ricevitori economici. La tensione anodica può essere derivata a monte del filtro della tensione di alimentazione e la tensione di schermo insieme a quella anodica degli altri stadi a valle del filtro stesso, che risulta quindi meno costoso. Le condizioni di funzionamento vanno determinate in modo da restare al disotto delle dissipazioni massime.

L'uso qui indicato è illustrato nella figura 1 nella quale viene schematizzata l'alimentazione della 35QL6 e delle altre valvole in un ricevitore economico; è anche indicato un accorgimento per eliminare il ronzio, che in assenza di filtro, si avrebbe sull'anodo della 35QL6.

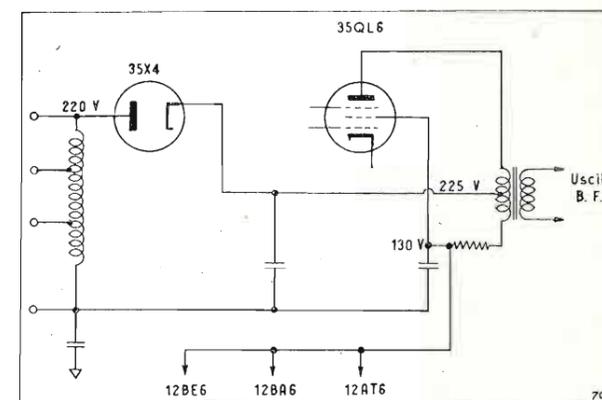



Fig. 1. — Schema di impiego della 35QL6 in ricevitori economici, con alimentazione a 225 V ed accorgimento per eliminare il ronzio.

Il cinescopio 17QP4 a schermo cilindrico

Il cinescopio 17QP4 è del tipo tutto vetro a deflessione e focalizzazione magnetica. Le caratteristiche di sensibilità, persistenza e colore ne fanno un cinescopio di qualità, permettendo ottime ricezioni e visioni anche in ambienti illuminati.

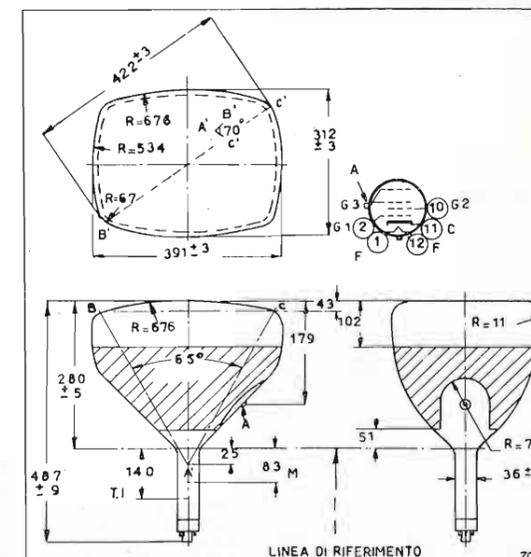



Fig. 2. — Dimensioni di ingombro e connessione allo zoccolo visto da sotto del 17QP4.

Lo schermo con piastra frontale esternamente cilindrica permette l'eliminazione di fastidiose riflessioni, soprattutto se adoperato leggermente inclinato verso il basso, in quanto le sorgenti luminose dell'ambiente (finestre, ecc.) vengono riflesse in maniera tale da non disturbare la visione. Inoltre la superficie interna della piastra frontale è trattata opportunamente, sempre per migliorare la visione ed evitare fenomeni di riflessione.

DATI CARATTERISTICI

Piastra frontale:	esternamente cilindrica con superficie interna toroidale (¹) in vetro filtro (vetro grigio)
Posizione di montaggio	qualsiasi
Peso (circa)	8620 gr.
Catodo	a riscaldamento indiretto
Accensione (c.c. o c.a.)	6,3 V - 0,6 A
Focalizzazione	magnetica
Deflessione	magnetica
Angolo di deflessione (circa):	
orizzontale	65⁰
verticale	50⁰
diagonale	70⁰
deposito luminogeno	fosforo P4
Fluorescenza e fosforescenza	bianca
Persistenza	media
Coefficiente di trasmissione della luce dello schermo (circa)	66%
Dimensioni dell'immagine (rapporto 3/4):	
larghezza	364 mm
altezza	273 mm
Capacità interelettrodiche dirette (approssimate):	
catodo - tutti gli altri elettrodi	5 pF
griglia 1 - tutti gli altri elettrodi	6 pF
anodo - rivestimento conduttivo esterno (²) max.	1500 pF
min.	750 pF
Trappola ionica	con magnete esterno
Morsetto anodico A.T.	rientrante in piccola cavità

VALORI LIMITI

Massima tensione anodica (³)	16 000 V
Massima tensione di griglia 2	410 V
Minima tensione di griglia 1	—125 V
Massima tensione di griglia 1	0 V
Massima ampiezza positiva della tensione di griglia 1	2 V
Massima tensione continua tra filamento e catodo	
— con filamento negativo rispetto al catodo	
durante i primi 15 sec. di riscaldamento	410 V
dopo il riscaldamento di tutto l'apparato	150 V
— con filamento positivo rispetto al catodo	150 V

CONDIZIONI GENERALI DI ALIMENTAZIONE

Per una tensione anodica compresa tra 12 000 e 16 000 V (³), ed una tensione di griglia 2 compresa tra 150 e 410 V.

Tensione di griglia 1 (⁴)	tra 11% e 25,7% di V_{g2}
Corrente di griglia 2	tra — 15 e + 15 μA
Intensità di campo della trappola ionica (circa)	$\sqrt{\frac{V_a}{12000}} \cdot 42 \cdot 10^{-4}$ Wb/m²
Intensità di campo del magnete di messa a punto di posizione dell'immagine	da 0 a 8 · 10^{-4} Wb/m²

CONDIZIONI TIPICHE DI FUNZIONAMENTO

Tensione anodica	12 000	14 000	V
Tensione di griglia 2	300	300	V
Tensione di griglia 1 (⁴)	da — 33 a — 77		V
Intensità di campo della trappola ionica	$40 \cdot 10^{-4}$	$45 \cdot 10^{-4}$	Wb/m²
Massima resistenza del circuito di griglia 1	1,5 M ohm		

NOTA: Il rivestimento conduttore esterno va collegato a massa.

6W4GT

È un diodo progettato per applicazioni in televisione, sia come raddrizzatore di una semionda, sia come smorzatore. Quest'ultimo impiego è tipico della 6W4GT, poichè essa è adatta per reggere una tensione inversa dell'ordine di 4000 V. Per solito, il diodo 6W4GT (fig. 4), si collega opportunamente al trasformatore o autotrasformatore di deflessione orizzontale, in modo tale da non disturbare il guizzo positivo di tensione che nasce sull'anodo del tubo amplificatore finale di deflessione quando esso viene interdetto; invece durante il guizzo negativo, esso porta sul trasformatore un carico che smorza le oscillazioni. Riportando l'energia assorbita dallo smorzatore all'amplificatore si aumenta il rendimento, facendo sì che la tensione anodica dell'amplificatore sia superiore a quella dell'alimentatore.

Due 6W4GT possono essere inoltre utilmente usate in un comune circuito di rettificazione di una intera onda.

(¹) Tale superficie è generata dalla rotazione attorno ad un asse parallelo all'asse della superficie cilindrica esterna, di un arco di circonferenza di 153 cm di raggio. Tale arco è collocato in un piano passante per una generatrice ed il centro della medesima superficie esterna, e l'asse di rivoluzione dista da questa generatrice 63,5 cm circa

(²) La griglia 3 e l'anodo acceleratore sono collegati internamente.

(³) Vanno prese eventuali precauzioni contro raggi X molli schermando il tubo opportunamente.

(⁴) Per l'estinzione dell'area luminosa focalizzata e in assenza di deflessione la brillanza e la definizione decrescono al decrescere della tensione anodica; in generale questa tensione non deve essere al di sotto di 12 kV.

DATI CARATTERISTICI

Bulbo: BO31	
Zoccolo: octal GT	
Catodo:	a riscaldamento indiretto
accensione: (c.c. o c.a.)	6,3 V - 1,2 A
posizione di montaggio:	qualsiasi

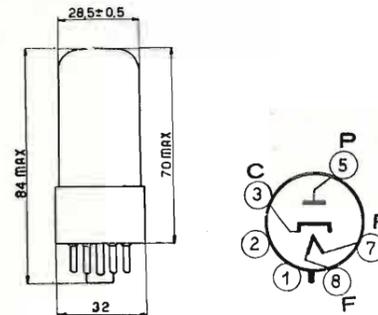



Fig. 3. — Dimensioni di ingombro e connessioni allo zoccolo visto da sotto della 6W4GT.

Massima ampiezza della tensione inversa	
come smorzatore (¹)	3850 V
come raddrizzatore	1250 V
Massima ampiezza della corrente anodica a regime	600 mA
Massimo picco transitorio (0,2 sec. max.) della corrente anodica	3,5 A
Massima corrente anodica continua d'uscita a regime	125 mA

(¹) Il valore dato deve essere considerato come massimo assoluto, oltre al quale il funzionamento della valvola può essere seriamente compromesso dal punto di vista della durata e di un soddisfacente rendimento. I dati valgono solo per applicazioni nei circuiti di deflessione orizzontale di un televisore, quando la durata dell'impulso di tensione non superi il 15% del periodo di ripetizione degli impulsi e comunque non superi i 10 μs.

Fig. 4. — Impiego della 6W4GT come diodo smorzatore.

Massima ampiezza della tensione tra filamento e catodo:

come raddrizzatore	con filamento negativo rispetto al catodo	450 V
	con filamento positivo rispetto al catodo	100 V
come smorzatore	con filamento negativo rispetto al catodo (¹)	2300 V (²)
	con filamento positivo rispetto al catodo	100 V
Capacità tra filamento e catodo		7 pF

CONDIZIONI NORMALI DI IMPIEGO

Raddrizzatore di una semionda con ingresso capacitivo

Tensione anodica alternata (val. eff.)	350 V
Capacità del condensatore d'ingresso al filtro	20 μF
Impedenza del circuito di alimentazione anodica	145 ohm
Tensione continua d'uscita	335 V
Corrente continua d'uscita	125 mA
Caduta interna di tensione a 250 mA	21 V

(²) La componente continua o sinusoidale della tensione tra filamento e catodo non deve superare 500 V.

Fig. 5. — Caratteristica anodica e di funzionamento della 6W4GT.

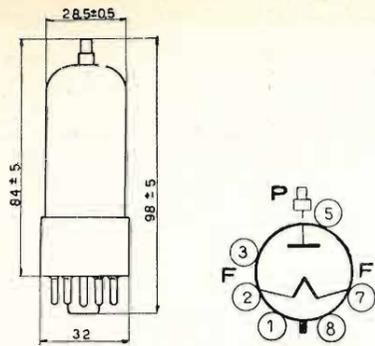



Fig. 6. — Dimensioni di ingombro e connessioni allo zoccolo visto da sotto della 1B3GT.

1B3GT

Nei televisori, per ottenere l'alta tensione necessaria al secondo anodo di un tubo a R.C. è spesso conveniente utilizzare i guizzi positivi di tensione che nascono al primario del trasformatore d'uscita dell'amplificatore finale di deflessione orizzontale (fig. 7).

Tali guizzi vengono rettificati con il diodo 1B3GT, raddrizzatore di una semionda ad alto vuoto appositamente progettato e adatto a rettificare sino ad oltre 20 000 V con bassa corrente. Poichè questo tubo richiede una bassa potenza di alimentazione, la tensione di accensione può essere derivata da un avvolgimento secondario del trasformatore ad alta frequenza di deflessione, eliminando la necessità di un trasformatore ad alto isolamento.

Tale tubo può essere inoltre usato in normali alimentatori per alte tensioni.

Fig. 7. — Circuito di impiego della 1B3GT.

Bulbo: BO3IA

Zoccolo: octal GT (1)

Catodo: .... rivestito a riscaldamento diretto

Accensione (c.c. o c.a.) 1,25 V (2) - 0,2 A

Capacità interelettrodiche dirette (senza schermo esterno):

anodo - filamento	1,5 pF
Posizione di montaggio	qualsiasi

Raddrizzatore di una semionda

Massima ampiezza della tensione inversa anodica	30 000 V
Massima ampiezza della corrente anodica a regime	17 mA
Massima corrente continua d'uscita	2 mA
Massima frequenza della tensione di alimentazione	300 kHz
Caduta interna di tensione con 4 mA	70 V

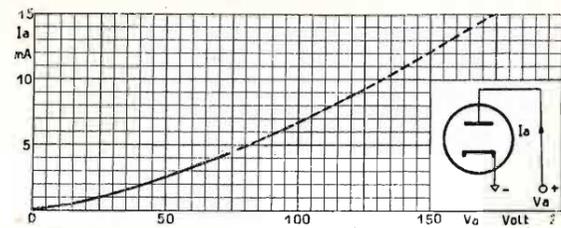



Fig. 8. — Caratteristica anodica della 1B3GT.

Avvertenza

Le tensioni usate in molti ricevitori televisivi ed in altre apparecchiature ad A.T. sono sufficientemente alte da produrre nei raddrizzatori ad A.T. raggi X molli, che possono risultare dannosi se tali valvole non sono adeguatamente schermate. Bastano semplici schermature a limitare il pericolo di danni, ma la necessità della schermatura deve essere tenuta presente in sede di progetto degli apparati citati.

Quarzi

Con il prossimo numero del Bollettino d'Informazioni, verrà dato inizio ad una serie di articoli concernenti i criteri secondo i quali vengono ora costruiti e tarati dalla FIVRE i quarzi che vanno impiegati nelle telecomunicazioni.

Durante gli anni scorsi in assenza di prescrizioni specifiche internazionali sulla taratura dei quarzi, questi vennero preferibilmente tarati su circuiti riproducenti il più possibile quelli di impiego. La loro attività è stata garantita di conseguenza in termini di corrente continua di griglia degli oscillatori, con tutte le incertezze derivanti dalla realizzazione dei circuiti stessi e dallo stato di efficienza dei componenti ed in particolare delle valvole adoperate.

Sono stati ora sviluppati i metodi, realizzati gli strumenti per misure di carattere assoluto e sono stati anche unificati i procedimenti di taratura e di collaudo dei quarzi.

I prossimi Bollettini illustreranno appunto questi nuovi criteri e daranno utili informazioni per il progetto di circuiti oscillatori realizzati con quarzi. (157)

(1) Collegando esternamente i piedini 1, 3, 5 e 8 al piedino 7 si riduce la scarica ad effluvio.

(2) La tensione di accensione non deve mai superare 1,5 V. Quando il filamento viene alimentato con una tensione a R.F., questa può essere valutata dal colore del filamento che viene riflesso sulla superficie superiore dello schermo interno: la tensione di accensione corretta è quella per cui il colore del filamento ottenuto con R.F. è uguale a quello ottenuto con alimentazione in c.c. o c.a. a B.F. di 1,25 V.
Deve essere posta molta attenzione nel misurare la tensione di accensione, perchè il circuito di filamento si trova normalmente ad elevata tensione continua verso massa.

DALLA STAMPA ELETTRONICA

P. T. Smith: **NUOVI TUBI DI POTENZA PER ONDE DECIMETRICHE** (*Some new ultra-high frequency power tubes*). « R. C. A. Review », XIII, n. 2, giugno 1952, pagine 224-238, con 9 figure.

Sono stati studiati, attuati e provati numerosi tubi sperimentali per l'impiego nelle trasmissioni televisive con onde decimetriche (500 ÷ 900 MHz).

La potenza d'uscita P può essere espressa dalla relazione:

$$P = \frac{K' J^2 A}{C' \Delta\omega}$$

dove J è la densità di corrente per unità di area A dell'anodo in corrispondenza dei picchi di corrente anodica; C' è la capacità di uscita per unità di area A e $\Delta\omega$ la larghezza di banda.

Al crescere della distanza fra griglia e placca diminuisce C' ma, per una data frequenza, in seguito all'aumento del tempo di transito, diminuisce anche J; quindi il massimo di P si ottiene in corrispondenza di un valore ottimo della distanza fra griglia e placca; questo massimo, più che per via teorica, deve essere ottenuto sperimentalmente.

Nei tubi per televisione un fattore importante è l'accoppiamento fra il circuito di uscita e quello di ingresso che deve essere ridotto al minimo. Ciò per evitare importanti deformazioni della caratteristica di trasmissione entro la banda passante che porterebbero a perdite nella definizione dell'immagine.

Si dimostra inoltre che la densità di emissione catodica richiesta a parità di altre condizioni aumenta col crescere della frequenza.

I tubi descritti consentono una potenza d'uscita dell'ordine di 5 a 10 kW con una larghezza di banda di 8 MHz; l'accoppiamento è notevolmente inferiore a quello di vecchi tubi. Essi usano catodi di tantalio toriato con densità di emissione dell'ordine di 1,5 ÷ 2 A/cm^2 e tuttavia con buona vita, purchè la costruzione sia molto accurata. Gli anodi hanno una superficie complessiva di soli 14,5 cm^2 e consentono una

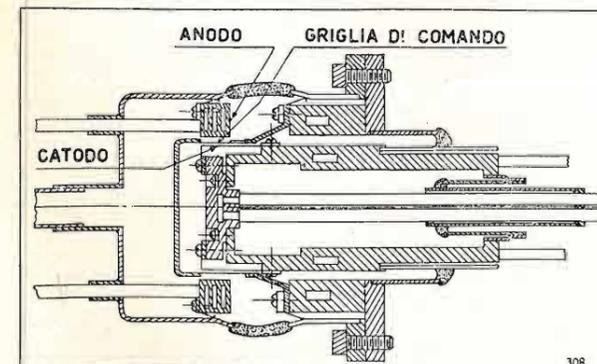



Fig. 1. — Sezione di un triodo con griglia a massa per onde decimetriche con saldature in vetro.

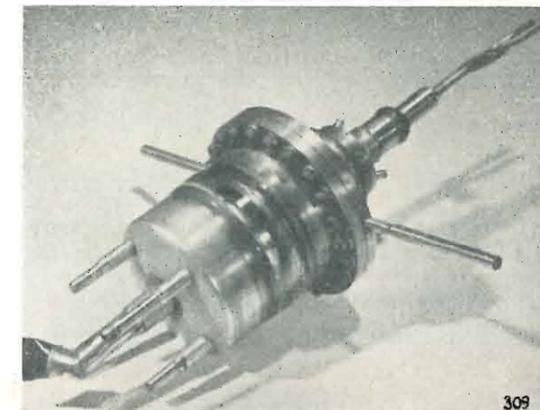



Fig. 2. — Aspetto esterno del triodo illustrato in sezione dalla figura 1.

dissipazione di 10 kW con un raffreddamento ottenuto facendo fluire 1,5 galloni di acqua al minuto lungo un efficiente sistema di canali di raffreddamento ricavati nella massa dell'anodo.

Furono costruiti e provati un considerevole numero di triodi con griglia a massa e di tetrodi con catodo a massa. Tutti furono attuati con lo stesso tipo di catodo ed avevano la stessa distanza, dell'ordine di 0,4 mm fra catodo e griglia. Dal confronto fra questi due tipi di tubi risulta che fra 500 e 600 MHz essi presentano approssimativamente la stessa potenza d'uscita e lo stesso guadagno. I tetrodi offrono tuttavia qualche vantaggio se è richiesto un elevato livello di modulazione. Questo basso guadagno di potenza dei tetrodi può essere attribuito alla corrente intercettata dalla griglia schermo e alle maggiori perdite nel circuito d'ingresso. A 900 MHz il carico nel circuito di griglia dovuto al maggiore tempo di transito che si ha nei tetrodi riduce il guadagno di potenza al di sotto di quello che si ottiene con i triodi.

Nei primi tipi di tetrodi si utilizza un allineamento degli elettrodi in modo da convogliare gli elettroni in fasci ben delineati. Tali tubi presentavano ottime caratteristiche alle basse frequenze ma a 600 MHz il guadagno di potenza era inferiore a 10. Perciò la struttura a fascio fu abbandonata in favore di una struttura dalle griglie facenti uso di fili sottili con elevato numero di spire. La diminuzione della tensione di comando che si consegue con tali griglie compensa largamente l'aumento della corrente di griglia e griglia-schermo, cosicchè si ottiene una diminuzione della potenza richiesta per il comando e quindi un aumento del guadagno di potenza.

I primi tubi realizzati utilizzavano saldature fra metallo e vetro; in essi però le perdite nel vetro rappresentavano una importante limitazione della massima potenza del tubo. In seguito allo sviluppo, soprattutto per opera di R. J. Bondley, di una saldatura all'argento della ceramica, è stato ultimamente possi-

bile sostituire il vetro con la ceramica che presenta migliori proprietà e minori perdite.

Tutti i tubi attuali presentano una struttura cilindrica e nella loro forma sperimentale erano parzialmente smontabili per consecutive successive modifiche alla loro struttura. I tubi commerciali non dovendo essere smontabili, potranno presentare caratteristiche migliori e minori perdite.

Nell'articolo sono descritti un tetrodo con isolamento in vetro, un triodo con isolamento in vetro e un triodo con isolamenti ceramici. Qui ci limiteremo a riportare la sezione (fig. 1) e l'aspetto esterno (fig. 2) del triodo con isolamento in vetro che per la sua struttura più semplice si prevede troverà larga applicazione pratica.

(122) G. D.

DIRETTORI: EDOARDO CRISTOFORO - VITTORIO MALINVERNI (RESPONSABILE) — SPEDIZIONI IN ABBONAMENTO POSTALE - IV GRUPPO — ILTE - TORINO